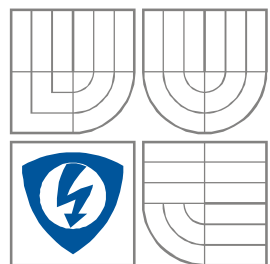


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNologiÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MĚŘENÍ HMOTNOSTI POMOCÍ TENZOMETRŮ Z ELEKTRONICKÝCH VAH

WEIGHT MEASUREMENT WITH BATHROOM SCALE STRAIN GAUGES

SEMESTRÁLNÍ PRÁCE
SEMESTRAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Petr Šenfluk

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Aleš Povalač, Ph.D.

BRNO, 2013

ABSTRAKT

Tématem semestrálního projektu je měření hmotnosti s využitím tenzometrů z levných digitálních vah. Práce popisuje problémy spojené s použitím tenzometrů, jako jsou teplotní kompenzace a požadavky přesné napětové reference a shrnuje funkci a zapojení levných digitálních vah využívajících čtyři tenzometry. Výsledkem práce je návrh koncepce zapojení pro měření hmotnosti za použití čtyř tenzometrů z analyzované váhy.

KLÍČOVÁ SLOVA

Tenzometr, teplotní kompenzace, napětová reference, přístrojový zesilovač, A/D převodník.

ABSTRACT

The aim of the thesis is weigh measurement using strain gauges from cheap digital scales. Work describes problems connected with using strain gauges as temperature compensation and requirements for accurate voltage reference and summarize function and wiring of cheap digital scales using four strain gauges. Result of work is design of an electrical circuit for weigh measurement using four strain gauges from analyzed scale.

KEYWORDS

Strain gauge, temperature compensation, voltage reference, instrumentation amplifier, A/D converter.

ŠENFLUK, P. *Měření hmotnosti pomocí tenzometrů z elektronických vah*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 34 s., 8 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Aleš Povalač, Ph.D.

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Měření hmotnosti pomocí tenzometrů z elektronických vah jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Aleši Povalačovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	vii
Seznam tabulek	viii
Úvod	1
1 Problematika odporových tenzometrů	2
1.1 Parazitní vlivy u tenzometrů a jejich kompenzace	4
1.1.1 Příčná citlivost	4
1.1.2 Teplotní závislosti.....	5
1.2 Zapojení tenzometrů pro měřicí účely	6
1.2.1 Čtvrt mostové zapojení	7
1.2.2 Polo mostové zapojení	8
1.2.3 Úplné mostové zapojení.....	9
1.3 Zapojení tenzometrů váhy Momert.....	10
2 Napěťová reference	12
3 Přístrojový zesilovač	14
4 A/D převodník	16
5 Nízkonákladová varianta zapojení	18
5.1 Nízkonákladová napěťová reference	18
5.2 Nízkonákladový přístrojový zesilovač.....	19
5.3 Diskrétní A/D převodník	20
6 Výsledná koncepce zapojení	24
7 Firmware	25
7.1 Měření hmotnosti	25
7.2 Měření hmotnosti s manuálním nulováním	27
7.3 Kalibrační režim	27
7.4 Testovací režim.....	28
8 Kompenzace a kalibrace zařízení	29

8.1	Teplotní závislost offsetu zařízení	29
8.2	Kalibrace zařízení	33
9	Závěr	34
	Literatura	35
	Seznam příloh	37

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Základní princip funkce tenzometrů, převzato z [6].	3
Obr. 1.2:	Příklad dvouprvkového sdruženého tenzometru, převzato z [9].	3
Obr. 1.3:	Příklady tříprvkových sdružených tenzometrů, převzato z [9].	4
Obr. 1.4	Závislost teplotního výstupu tenzometru na teplotě pro základní používané typy materiálů, převzato z [8].	6
Obr. 1.5.	Zapojení Wheatstonova můstku.	7
Obr. 1.6.	Čtvrt mostové zapojení tenzometrického můstku.	8
Obr. 1.7.	Polo mostové zapojení tenzometrického můstku.	8
Obr. 1.8.	Dvojitě čtvrt mostové zapojení tenzometrického můstku.	9
Obr. 1.9.	Úplné mostové zapojení tenzometrického můstku.	10
Obr. 1.10.	Zapojení tenzometrického můstku váhy Momert 5857.	10
Obr. 1.11:	Závislost výstupního napětí můstku na měřené hmotnosti.	11
Obr. 3.1:	Přístrojový diferenční zesilovač.	15
Obr. 4.1.	Blokové schéma A/D převodníku ADS1100, převzato z [6].	16
Obr. 5.1:	Teplotní drift napěťové reference LP2950C, převzato z [12].	19
Obr. 5.2:	Principiální zapojení dvoutaktního integračního A/D převodníku, převzato z [17].	20
Obr. 5.3:	Napěťové průběhy dvoutaktního integračního A/D převodníku, převzato z [17].	20
Obr. 5.4:	Zapojení dvoutaktního integračního převodníku.	22
Obr. 5.5:	Principiální zapojení dvoutaktního integračního A/D převodníku Intersil ICL7135, převzato z [16].	23
Obr. 8.1:	Teplotní závislost offsetu zařízení pro průměrované měření.	29
Obr. 8.2:	Teplotní závislost offsetu zařízení pro měření s exponenciální kumulací.	30
Obr. 8.3:	Teplotní závislost výstupní hodnoty analogového teplotního čidla LM335.	31
Obr. 8.4:	Teplotní závislost offsetu zařízení po kompenzaci.	32
Obr. 8.5:	Teplotní závislost referenčního napětí a teplotního driftu napěťové reference REF3130.	32

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1.	Důležité parametry obvodu REF3130.	13
Tab. 3.1.	Důležité parametry obvodu OPA335.	14
Tab. 4.1.	Důležité parametry převodníku ADS1100.	17
Tab. 5.1:	Důležité parametry napěťové reference LP2950C.	18
Tab. 5.2:	Důležité parametry operačního zesilovače TL062I.	19

ÚVOD

Tento semestrální projekt se zabývá návrhem koncepce zapojení, dále jen zařízení, pro měření hmotnosti pomocí tenzometrů z levných digitálních vah. Pro tyto účely byl k dispozici model váhy s čtyřmi tenzometry Momert 5857. Tato váha měří hmotnost do 150 kg a rozlišení měřené hmotnosti je 100 g. Toto byly zároveň jedny z požadavků pro navrhovanou koncepci. Cílem semestrálního projektu je tedy navrhnout koncepci zapojení, kterým bude možné nahradit původní elektroniku váhy Momert 5857 za použití stávající konstrukce váhy a stávajících tenzometrů. Náhrada původní elektroniky váhy vlastním modulem přináší řadu výhod. Jednou z hlavních výhod je možnost dosažení lepších parametrů zařízení, jako jsou přesnost měření, rozlišení měřené hmotnosti a maximální měřený rozsah. Další výhodou je modifikovatelnost zařízení, zařízení je tedy možné doplnit o další funkce, periferie, vstupně výstupní rozhraní a podobně. Příkladem může být grafický display pro zobrazování hmotnosti v závislosti na čase nebo sériové rozhraní umožňující použít zařízení jako datalogger nebo komunikaci s PC.

Během návrhu modulu bylo počítáno s využitím moderních elektronických součástek, které lze objednat jako zkušební vzorky firmy Texas Instruments. Jedná se o napěťovou referenci, A/D převodník a operační zesilovače. Všechny tyto komponenty musí splňovat určité požadavky, o kterých bude pojednáno v následujících kapitolách.

Následující text je členěn do 5 základních kapitol. Kapitola 1 popisuje obecnou problematiku týkající se tenzometrů. Kapitola 2 pojednává o požadavcích a volbě napěťové reference. Kapitola 3 pojednává o požadavcích a návrhu zesilovače pro zesílení signálu z tenzometrů. Kapitola 4 pojednává o požadavcích a volbě A/D převodníku. Kapitola 5 pojednává o možnosti návrhu nízkonákladové varianty zapojení. Kapitola 6 popisuje výsledný návrh koncepce zapojení. Kapitola 7 popisuje klíčové části zdrojového kódu obslužného firmwaru. Kapitola 9 řeší problematiku kompenzace a kalibrace zařízení.

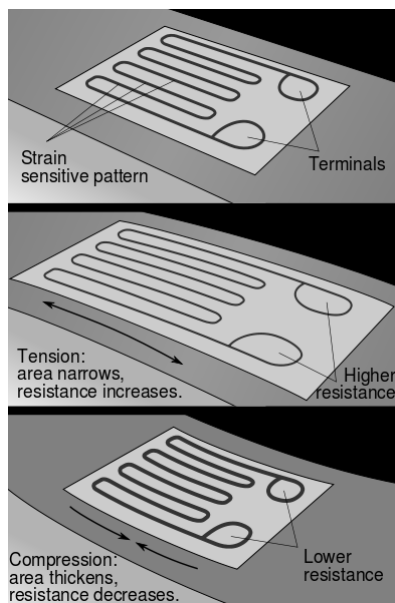
1 PROBLEMATIKA ODPOROVÝCH TENZOMETRŮ

Tenzometrický odporový senzor je zařízení k měření průtahu nebo deformací mechanicky namáhaných látek nebo součástí senzorů síly, kroutícího momentu a tlaku. O objevení se zasloužili inženýři Edward E. Simons a Arthur C. Ruge v roce 1938. V praxi nejčastěji používaný typ tenzometru je složen z izolačního ohebného vyztužení, na kterém je nanášena tenká maska z vodivého materiálu. Tenzometr je poté vhodnými lepidly dokonale přenášejícími deformaci s minimálním tečením v tuhém stavu připevněn k měřenému objektu. Silové působení měřený objekt deformuje a tato deformace způsobuje deformaci (průtah) měřícího tenzometru a následnou změnu odporu.

Jako vodivý materiál se často používá konstantan (*Constantan Alloy, A-Alloy*), slitina mědi a niklu, díky svým specifickým vlastnostem. Má relativně vysokou citlivost na změnu mechanického napětí, poměr relativní změny odporu vůči mechanickému napětí (*gage factor*) je prakticky nezávislý na teplotě a velikosti mechanického napětí, rezistivita je dostatečně vysoká pro dosažení vhodné impedance i při zachování malých rozměrů a teplotní koeficient odporu není příliš velký. Dalším typem používané slitiny je izoelastická slitina (*Isoelastic Alloy, D-Alloy*), tento materiál má mnohem větší *gage factor* než *A-Alloy*, což zlepší poměr signálu k šumu a snese mnohem víc mechanického namáhání, než dojde k únavě materiálu. Nevýhodou je pak vyšší nelinearita. Díky těmto vlastnostem je vhodný převážně pro čistě dynamická měření. Posledním diskutovaným materiálem je *Karma Alloy (K-Alloy)*. Výhody tohoto materiálu jsou dobrá životnost a výborná stabilita. Je to upřednostňovaná volba pro přesné měření statického mechanického napětí během dlouhého měřícího období (měsíce nebo roky) při pokojové teplotě nebo pro kratší měřící období při větších teplotách. Pracovní teplotní rozsah je od -269°C do $+260^{\circ}\text{C}$, krátkodobě lze tento materiál vystavit teplotám až $+400^{\circ}\text{C}$. Dále má lineárnější závislost odporu na teplotě než třeba konstantan, což umožňuje přesnější korekci chyb při teplotních extrémech [9].

Na Obr. 1 je zobrazen princip funkce takto vytvořeného tenzometru. Deformaci (mechanickým napětím) dochází ke zhušťování nebo zředování vodivé masky a zároveň ke změně délky a tím ke snižování nebo zvyšování výsledného odporu.

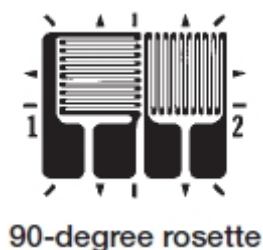
Nevýhodou tenzometru z Obr. 1 je možnost měřit deformaci (průtah) pouze v jedné ose (na obrázku vyznačeno šípkami). Pokud je potřeba měřit silové působení způsobující deformaci pouze v jednom směru a konstrukce měřeného objektu je uzpůsobena tak, že toto silové působení převádí na průtah tenzometru v jedné ose, je tento základní typ tenzometru dostačující. Příkladem takové aplikace je měření hmotnosti, silové působení zde působí v jednom směru, zpravidla kolmo k zemi, a konstrukce měřeného objektu („nožička váhy“), ke kterému je tenzometr přichycen, je uzpůsobena tak, aby tímto silovým působením docházelo k průtahu pouze v jedné ose.



Obr. 1.1: Základní princip funkce tenzometrů, převzato z [7].

V aplikacích, kde nelze zaručit jednotný směr silového působení a kde k průtahu měřeného objektu nedochází pouze v jedné ose, by měřením tímto základním typem tenzometrem (*single-grid*) docházelo k velkým chybám. Pro taková měření je potřeba použít kombinaci více různě polohovaných tenzometrů, tzv. sdružené tenzometry.

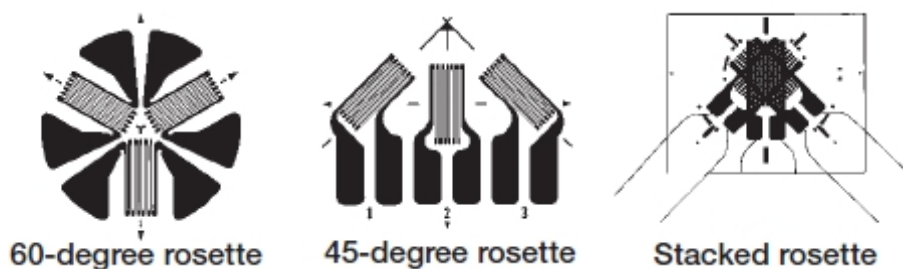
Pro dvouosé měření průtahu, kdy jsou jednotlivé osy známy předem, může být použit dvouprvkový sdružený tenzometr s jednotlivými tenzometry navzájem otočenými o 90° . Příklad takového sdruženého tenzometru je uveden na Obr. 1.2.



Obr. 1.2: Příklad dvouprvkového sdruženého tenzometru, převzato z [9].

V nejobecnějším případě měření deformací osy tohoto působení nejsou předem známy. V tomto případě musí být použit tříprvkový sdružený tenzometr. Tento sdružený tenzometr může být připevněn k měřenému objektu teoreticky v libovolné orientaci (otočení). Prakticky je však přichycení provedeno tak, že jedna z os tenzometrů je rovnoběžná s nějakou významnou osou měřeného objektu. Příklady nejčastěji používaných tříprvkových sdružených tenzometrů jsou zobrazeny na Obr. 1.3.

Základní fyzikální vlastností výše uvedených tenzometrů je tedy změna odporu způsobená změnou délky (hustoty) jednotlivých vodičů tvořících vodivou masku (mřížku) tenzometru.



Obr. 1.3: Příklady tříprvkových sdružených tenzometrů, převzato z [9].

Pro závislost mezi relativní změnou odporu a prodloužením platí [11]

$$\frac{\Delta R}{R} = (\beta_e + 1 + 2\mu_p) \frac{\Delta l}{l} = K \frac{\Delta l}{l} = K\varepsilon, \quad (1.1)$$

kde ε je poměrné prodloužení a K je součinitel deformační citlivosti tenzometru jinak známý jako *gauge factor*, pro který platí [7]

$$GF = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon} = \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\varepsilon} + 1 + 2\nu, \quad (1.2)$$

kde ρ je rezistivita a ν je Poissonův poměr. S uvažováním skutečnosti, že odpor je závislý také na teplotě je výsledný vztah pro relativní změnu odporu [11]

$$\frac{\Delta R}{R} = GF\varepsilon + \alpha\theta, \quad (1.3)$$

kde α je teplotní koeficient a θ je teplotní změna.

1.1 Parazitní vlivy u tenzometrů a jejich kompenzace

Předešlý text pojednával o obecné problematice tenzorů, o běžně používaných materiálech a jejich vlastnostech, výhodách a nevýhodách a o běžných konstrukcích tenzometrů a jejich aplikacích. Konkrétní použitý typ tenzometrů váhy Momert 5857 není známý a tato informace není nijak dohledatelná. Je možné pouze předpokládat, že jde o základní typ tenzometru (*single-grid*). Dále je možné předpokládat, že maska vodivého materiálu je tvořena jednou ze slitin typu *A-Alloy* nebo *K-Alloy*. Následující text se tedy bude zabývat obecnými typy odporových tenzometrů (*single-grid*) pro účel měření hmotnosti.

1.1.1 Příčná citlivost

Výše zmíněný jednoprvkový tenzometr z Obr. 1.1 je určen pro měření průtahu v jedné ose tedy pro měření podélného průtahu (ve směru šipek), při jednoosé napjatosti však vzniká kromě deformace ve směru působícího napětí též příčná deformace. S uvažováním tohoto jevu je vztah pro relativní změnu odporu [11]

$$\frac{\Delta R}{R} = K_0 \varepsilon_0 + K_n \varepsilon_n, \quad (1.4)$$

kde K_0 , K_n jsou součinitele deformační citlivosti v podélném a příčném směru a ε_0 , ε_n jsou poměrná prodloužení v podélném a příčném směru. Příčná citlivost tenzometrů bývá posuzována podle poměru [11]

$$\chi_a = \frac{K_n}{K_0}. \quad (1.5)$$

Většinou je požadováno, aby příčná citlivost byla co nejmenší. Je tedy nutné, aby šířka tenzometru byla co nejmenší, respektive aby poměr délky a šířky tenzometru byl co největší. Dále je možné zvětšení průřezu vodiče mřížky v příčném směru tak, aby se tato část mřížky co nejméně podílela na celkovém odporu tenzometru.

Konkrétní použitý typ tenzometru ve váze Momert není znám, tudíž není známa ani jeho příčná citlivost. Přibližné rozměry tenzometru jsou 11 mm na délku a 4 mm na šířku, což je relativně velký poměr. Dá se tedy předpokládat, že příčná citlivost bude velmi malá a zanedbatelná i v nejhrošším případě, kdy by tato parazitní vlastnost u konkrétního typu tenzometru nebyla nijak řešena.

1.1.2 Teplotní závislosti

Přesnost měření tenzometry výrazně ovlivňuje teplota samotného tenzometru, mění se mechanické a elektrické parametry tenzometru. Jsou to změna odporu tenzometru s teplotou, změna součinitele deformační citlivosti K , změna elektrických a mechanických vlastností izolačního ohebného vyztužení a lepidla a vznik parazitního termoelektrického napětí. I poměrně malé změny teploty způsobují změnu odporu tenzometru, která je porovnatelná se změnou odporu způsobenou měřenou veličinou. Vliv teploty můžeme vyloučit autokompensací nebo kompenzací dalším snímačem.

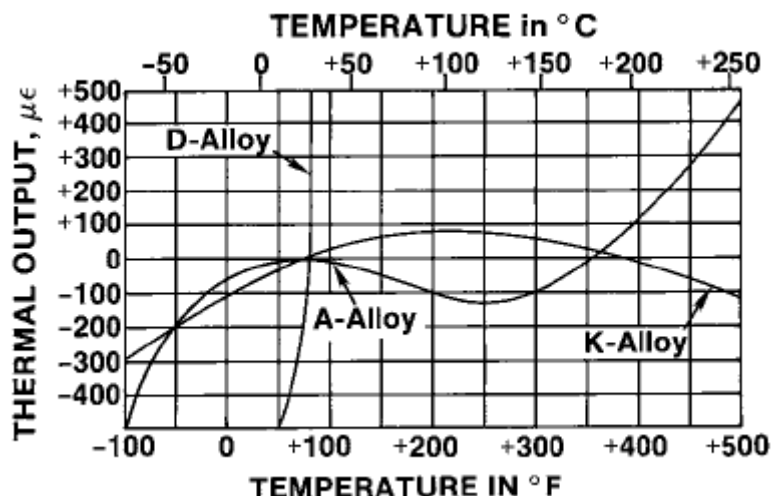
Jedna z možností kompenzace teplotní závislosti odporu tenzometru je korekce naměřených výsledků. Nejprve je naměřena korekční křivka konkrétního typu tenzometru, zpravidla závislost teplotního výstupu daného typu tenzometru na teplotě a poté jsou naměřené výsledky numericky korigovány. Jednotkou teplotního výstupu (*thermal output*) jsou buď $[\mu\text{m}/\text{m}]$ nebo $[\varepsilon]$. Teplotní výstup je tedy možné chápat jako teplotou vyvolaná zdánlivá změna měřené mechanické deformace. Teplotní výstup je nejběžnější teplotní chybou tenzometrů, je způsoben teplotní závislostí rezistivity vodivé mřížky tenzometru a rozdílnou teplotní roztažností samotného tenzometru a měřeného objektu. Příklady teplotního výstupu pro základní typy materiálu tenzometru jsou zobrazeny na Obr. 1.4.

Další možnost kompenzace teplotní závislosti odporu tenzometru je autokompensace – použití autokompenzačního tenzometru. Celkovou změnu odporu tenzometru je možné vyjádřit jako [11]

$$\frac{\Delta R}{R} = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\vartheta} + \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_s + \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{d1} = [\alpha_{\vartheta} + K(\alpha_s - \alpha_{d1})]\Delta\vartheta, \quad (1.6)$$

kde ϑ je index pro poměrnou změnu odporu tenzometru způsobenou změnou teploty, s je index pro poměrnou změnu odporu tenzometru způsobenou roztažností měřené části

s teplotou a dI je index pro poměrnou změnu odporu tenzometru způsobenou



Obr. 1.4 Závislost teplotního výstupu tenzometru na teplotě pro základní používané typy materiálů, převzato z [9].

roztlačností drátu s teplot. α_θ je teplotní součinitel odporu drátu tenzometru, α_s je teplotní součinitel roztlačnosti měřené části, α_{dI} je teplotní součinitel roztlačnosti drátu tenzometru a nakonec $\Delta\theta$ je změna teploty působící na tenzometr a měřenou část. Z rovnice (1.6) je patrné, že největší vliv na změnu odporu tenzometru má hodnota α_θ . Tenzometry, u kterých je splněn podmínka [11]

$$\alpha_\theta = -K(\alpha_s - \alpha_{dI}), \quad (1.7)$$

není třeba teplotně kompenzovat (alespoň v určitém teplotním rozsahu), jde o tzv. samokompenzační tenzometry. Prakticky je této podmínky dosaženo tak, že mřížka tenzometru je zhotovena alespoň ze dvou částí různé délky a z různých kovů.

Dalším parazitním jevem tenzometrů související s teplotou je termoelektrické napětí. Vznik termoelektrického napětí v obvodu snímače je dán nestejnou teplotou styků různých kovů v celém elektrickém obvodu snímače. Pokud jsou tedy v elektrickém obvodu snímače styky různých kovů o nestejně teplotě, je použito střídavé napájení celého obvodu, což vliv termoelektrického napětí eliminuje. Termoelektrické napětí je taky možné vyloučit výpočtem rozdílů údajů získaných při komutaci polarity napájecího stejnosměrného zdroje.

1.2 Zapojení tenzometrů pro měřicí účely

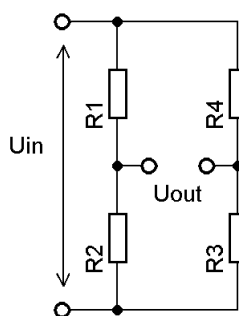
V předešlé kapitole bylo pojednáno o parazitních vlastnostech tenzometrů a možnostech kompenzace s ohledem na samotné tenzometry bez ohledu na možná zapojení tenzometrů a možnosti kompenzace těmito zapojeními. Následující kapitola pojednává o různých typech zapojení tenzometrů, vycházejících ze základního můstkového zapojení, pro měřicí účely a o možnostech kompenzace jednotlivých typů zapojení.

V předešlé kapitole bylo zmíněno využití střídavého napětí pro eliminaci termoelektrického napětí. Obecně jsou dvě možnosti napájení měřící aparatury s tenzometry, a to stejnosměrným napětím nebo střídavým napětím. Výhodou stejnosměrného napájení je jednoduchost výsledné konstrukce a zpracování signálů z měřící aparatury. Nevýhodou je možnost vzniku výše zmíněného termoelektrického napětí a nestálost nuly stejnosměrných zesilovačů. Oba problémy lze odstranit použitím střídavého napájecího napětí, avšak za cenu komplikací vyvolaných účinky parazitních impedancí vedení a vlastních tenzometrů (kapacita fóliového tenzometru vůči kovovému objektu nebo kapacita přívodů). [10] V modelu váhy Momert je využito stejnosměrné napájecí napětí měřícího tenzometrického můstku a tedy i v následujícím textu bude počítáno se stejnosměrným napájecím napětím.

Veškerá zapojení měřících aparatur s tenzometry vycházejí ze zapojení Wheatstonova můstku na Obr. 1.5. Pro výstupní napětí můstku platí

$$U_{out} = U_{in} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_1} \right). \quad (1.8)$$

Při rovnosti rezistorů R_1, R_2 v levé větvi a R_3, R_4 v pravé větvi je můstek ve vyváženém stavu a výstupní napětí je nulové. Rezistory R_1 až R_4 jsou v různých zapojeních různým způsobem nahrazovány tenzometry.

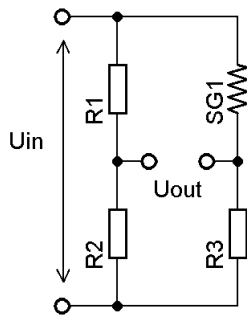


Obr. 1.5. Zapojení Wheatstonova můstku.

1.2.1 Čtvrt mostové zapojení

Jde o základní zapojení, které pro svou funkci využívá pouze jednoho tenzometru. Toto zapojení neumožňuje teplotní kompenzaci. V tomto zapojení je možné použít například výše zmíněný autokompenzační tenzometr. Zapojení je na Obr. 1.6. Změnou odporu tenzometru SG_I dojde k rozvážení můstku a ke změně výstupního napětí. Z hlediska citlivosti výstupního napětí na změnu měřené veličiny tenzometrem jde o zapojení se základní citlivostí a pro poměr výstupního a vstupního napětí platí vztah

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{GF \cdot \varepsilon}{4}. \quad (1.9)$$



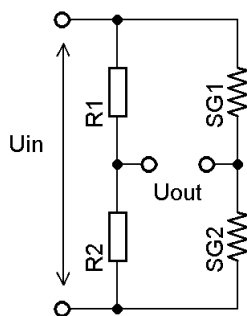
Obr. 1.6. Čtvrt mostové zapojení tenzometrického můstku.

1.2.2 Polo mostové zapojení

Polo mostové zapojení tenzometrického můstku je zobrazeno na Obr. 1.7. Toto zapojení umožňuje teplotní kompenzaci za předpokladu, že tenzometry SG_1 a SG_2 jsou stejného typu. Dalším požadavkem pro správnou funkci zapojení je umístění tenzometrů na měřeném objektu tak, aby při kompresi jednoho tenzometru docházelo k napínání druhého tenzometru. Na oba tenzometry musí tedy působit stejné mechanické napětí ale v obráceném směru. Jde o zapojení s dvojnásobnou citlivostí a pro poměr výstupního a vstupního napětí platí vztah

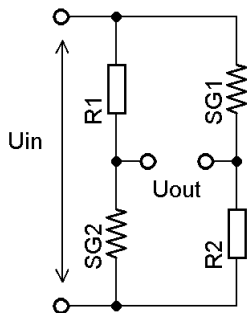
$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{GF \cdot \varepsilon}{2}. \quad (1.10)$$

Další aplikace tohoto zapojení je použití ve funkci čtvrt mostového zapojení, tedy s použitím pouze jednoho měřicího tenzometru, kde druhý tenzometr neslouží pro účel měření ale jako teplotní kompenzace prvního tenzometru.



Obr. 1.7. Polo mostové zapojení tenzometrického můstku.

Drobnou obměnou zapojení z Obr. 1.7. vznikne zapojení na Obr. 1.8. Jde o verzi polo mostového zapojení v literatuře označovaného jako dvojité čtvrt mostové zapojení nebo diagonální mostové zapojení. Pracuje podobně jako zapojení z Obr. 1.7 s tím rozdílem, že na oba tenzometry musí působit mechanická napětí ve stejném směru. Toto zapojení umožňuje teplotní kompenzaci podobně jako čtvrt mostové zapojení výměnou rezistorů R_1 a R_2 za kompenzační tenzometry. Celkově by tedy zapojení obsahovalo čtyři tenzometry, dva měřicí a dva kompenzační.



Obr. 1.8. Dvojité čtvrt mostové zapojení tenzometrického můstku.

1.2.3 Úplné mostové zapojení

Úplné mostové zapojení je zobrazeno na Obr. 1.9. Toto zapojení umožňuje úplnou teplotní kompenzaci za předpokladu, že všechny čtyři měřící tenzometry jsou stejného typu. Levá větev můstku je navzájem kompenzována tenzometry SG_1 a SG_2 a pravá větev analogicky tenzometry SG_3 a SG_4 . Poměr výstupního a vstupního napětí vycházející ze vztahu (1.8) je [8]

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \left(\frac{R_3 + \Delta R_3}{R_3 + \Delta R_3 + R_4 + \Delta R_4} - \frac{R_2 + \Delta R_2}{R_1 + \Delta R_1 + R_2 + \Delta R_2} \right), \quad (1.11)$$

pro malé a zanedbatelné změny ΔR je možno psát

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} + \frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right), \quad (1.12)$$

vztah je možné dále upravit do tvaru

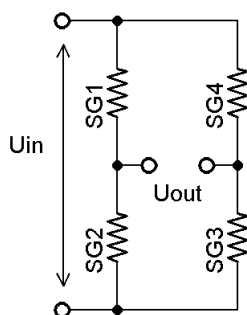
$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{GF}{4} (\varepsilon_3 - \varepsilon_4 + \varepsilon_1 - \varepsilon_2). \quad (1.13)$$

Za předpokladu, že na všechny tenzometry působí stejné mechanické napětí a za předpokladu, že na tenzometry SG_1 a SG_3 působí mechanické napětí v obráceném směru než na tenzometry SG_2 a SG_4 , lze vztah upravit do tvaru

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = -GF \cdot \varepsilon, \quad (1.14)$$

jde tedy o zapojení s maximální čtyřnásobnou citlivostí v praxi používané nejčastěji.

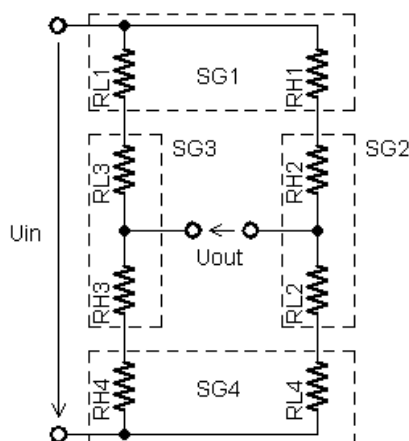
Společnou nevýhodou všech výše zmíněných zapojení je problém, který nastává při nerovnoměrném rozložení měřené hmotnosti mezi jednotlivé tenzometry. Například pokud měřená hmotnost bude rozložena pouze mezi tenzometry SG_1 a SG_4 nebo mezi tenzometry SG_2 a SG_3 , výstupní napětí bude odpovídat rozdílu sil působících na jednotlivé tenzometry. V praxi jsou všechny čtyři tenzometry připevněny k jednomu měřenému objektu v různých místech se stejným poměrným prodloužením podle toho, v jakém směru je vyžadováno působení mechanického napětí jednotlivými tenzometry.



Obr. 1.9. Úplné mostové zapojení tenzometrického můstku.

1.3 Zapojení tenzometrů váhy Momert

Následující kapitola popisuje konkrétní zapojení tenzometrického můstku váhy Momert, které bylo odvozeno na základě analýzy zapojení a měření tohoto tenzometrického můstku. Dá se dále předpokládat, že jde o zapojení používané obecně pro měření hmotnosti pomocí tenzometrů. Zapojení tenzometrického můstku váhy Momert 5857 je zobrazeno na Obr. 1.10.



Obr. 1.10. Zapojení tenzometrického můstku váhy Momert 5857.

Celé zapojení je složeno celkem z osmi měřících tenzometrů. Jde o čtyři dvoupřvkové tenzometry SG_1 až SG_4 . Každý sdružený tenzometr obsahuje jeden tenzometr s nižším součinitelem deformační citlivosti RL_n a jeden tenzometr s vyšším součinitelem deformační citlivosti RH_n . Hodnota impedance všech tenzometrů je $R = 1k\Omega$.

Analogicky podle vztahu (1.13) lze odvodit vztah pro poměr výstupního a vstupního napětí

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{GF}{4} (\varepsilon_{1H} + \varepsilon_{2H} + \varepsilon_{3H} + \varepsilon_{4H} - \varepsilon_{1L} - \varepsilon_{2L} - \varepsilon_{3L} - \varepsilon_{4L}), \quad (1.15)$$

dosazením celkového poměrného prodloužení sdružených tenzometrů

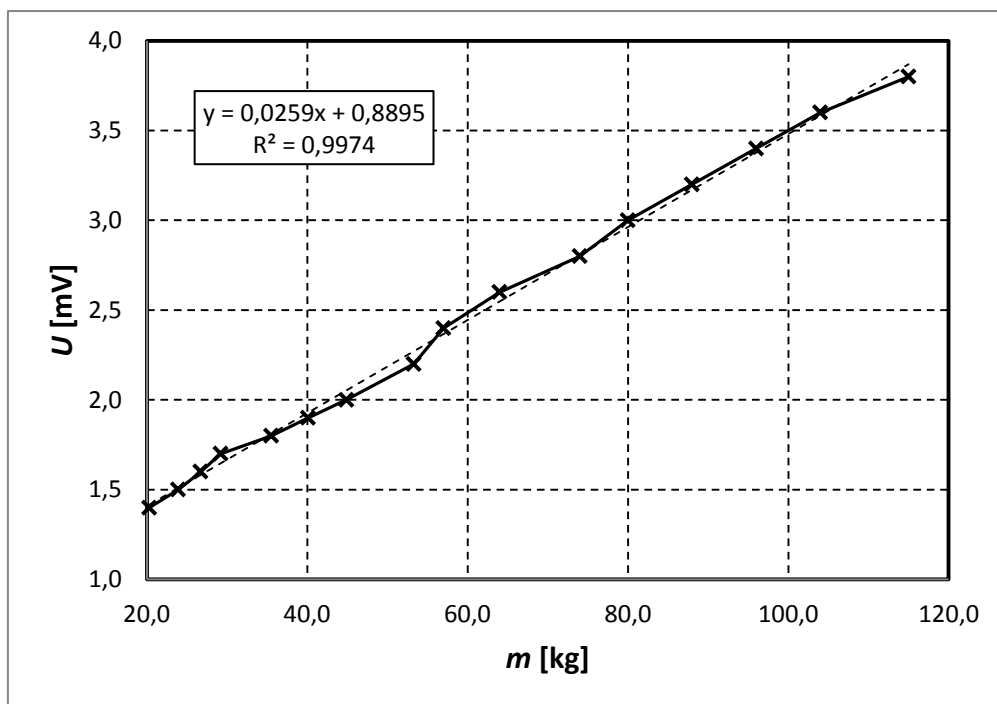
$$\varepsilon_n = \varepsilon_{Hn} - \varepsilon_{Ln} \quad (1.16)$$

je odvozen vztah pro poměr výstupního a vstupního napětí ve tvaru

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{GF}{4} (\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 + \varepsilon_4). \quad (1.17)$$

Rozdíl v porovnání se vztahem (1.13) je ten, že všechna poměrná prodloužení sdružených tenzometrů mají stejná znaménka, tedy mechanické napětí působí na všechny sdružené tenzometry stejným směrem. To umožňuje využití jediného typu sdruženého tenzometru pro všechny čtyři měřené objekty („nožičky váhy“). Další výhodou tohoto zapojení je možnost libovolného rozložení měřené hmotnosti mezi 4 sdružené tenzometry. Výstupní napětí bude vždy odpovídat celkové měřené hmotnosti libovolně rozložené mezi jednotlivé měřicí sdružené tenzometry.

Dále bylo provedeno orientační měření tenzometrického můstku váhy Momert. Závislost výstupního napětí můstku na měřené hmotnosti je zobrazena na Obr. 1.11. Referenční napětí pro napájení tenzometrického můstku má hodnotu $U_{ref} = 2,393$ V. Toto orientační měření bude dále použito při návrh koncepcce zapojení zařízení pro měření hmotnosti pomocí tohoto můstku.



Obr. 1.11: Závislost výstupního napětí můstku na měřené hmotnosti.

2 NAPĚŤOVÁ REFERENCE

Pro zpracování signálů z tenzometrického můstku je důležitá napěťová reference, která bude sloužit pro napájení samotného tenzometrického můstku a také jako reference pro A/D převodník. V ideálním případě změna referenčního napětí můstku způsobí změnu výstupního napětí můstku, ale současně dojde i ke změně referenčního napětí A/D převodníku, čímž se tato změna napětí vzájemně vyruší a na výstupu A/D převodníku bude vždy stejná číselná hodnota. Problém nastává u obecného můstku, který vykazuje nenulový výstupní napěťový offset. Od naměřeného napětí můstku je potřeba tento napěťový offset odečíst a výslednou hodnotu dále zpracovat. Tento napěťový offset je závislý na napájecím napětí můstku a proto je nutné zajistit stabilní hodnotu tohoto referenčního napětí.

Požadavkem napěťové reference je tedy teplotní stabilita, takto je možné zaručit přesné měření hmotnosti i při proměnlivých teplotách okolí. V následujícím textu budou odvozeny konkrétní požadavky teplotní stability napěťové reference z hlediska konstantního výstupního offsetu můstku. Podle těchto požadavků bude vybrán vhodný integrovaný stabilizátor.

Zjednodušením vztahu (1.8) je možné získat obecný vztah pro závislost výstupního offsetu tenzometrického můstku na napájecím napětí ve tvaru

$$U_{offset1} = U_{in} k_1, \quad (2.1)$$

kde U_{in} je napěťová reference váhy Momert $U_{ref} = 2,393 \text{ V}$ a k_1 je konstanta tenzometrického můstku pro nulovou měřenou hmotnost.

$$k_1 = \frac{U_{offset}}{U_{in}} = \frac{(0,8895) \cdot 10^{-3}}{2,393} = 3,7171 \cdot 10^{-4}, \quad (2.2)$$

kde U_{offset} je výstupní offset tenzometrického můstku odečten z Obr. 1.11 při nulové měřené hmotnosti. Díky lineární závislosti výstupního napětí tenzometrického můstku na napájecím napětí je možné odvodit konstantu pro výstupní offset pro napájecí napětí můstku $U_{in} = 3 \text{ V}$, což bude výstupní napětí použité napěťové reference

$$U_{offset2} = U_{offset1} \frac{3}{2,393} = 1,1151 \cdot 10^{-3} \text{ V}. \quad (2.3)$$

Je-li uvažována změna napájecího napětí můstku vyvolaná např. teplotní nestálostí, která způsobuje změnu výstupního offsetu můstku, je možné získat vztah

$$U_{offset} + \Delta U_{offset} = (U_{in} + \Delta U_{in}) \cdot k_2, \quad (2.4)$$

kde ΔU_{in} bude maximální změna napětí napěťové reference vlivem teploty tak, aby bylo možné zanedbat změnu výstupního napětí můstku ΔU_{offset} . Měřené hmotnosti 100 g, což je základní požadované rozlišení váhy, odpovídá opět z Obr. 1.11 výstupní napětí $U_{out} = 2,59 \text{ } \mu\text{V}$. Pro nejhorší možný případ, kdy lze změnu výstupního offsetu můstku ještě zanedbat bude počítáno s hodnotou $\Delta U_{offset} = 1 \text{ } \mu\text{V}$. Dosazením do vztahu (2.6) lze získat maximální přípustnou změnu napětí napěťové reference vlivem změny okolní

teploty:

$$\Delta U_{in} = \frac{U_{offset2} + \Delta U_{offset2}}{k_2} - U_{in} = \frac{(1115,1+1) \cdot 10^{-6}}{3,7171 \cdot 10^{-4}} - 3 = \pm 2,61 \text{ mV} \quad (2.6)$$

Pro účel napěťové reference byl vybrán obvod firmy Texas Instruments REF3130. Základní vlastnosti obvodu jsou uvedeny v tabulce Tab. 2.1.

Tab. 2.1. Důležité parametry obvodu REF3130.

Maximální napájecí napětí	7 V
Minimální napájecí napětí	$U_{out} + 5 \text{ mV}$
Výstupní proud	$\pm 10 \text{ mA}$
Výstupní napětí	$3 \text{ V} \pm 0,2 \%$
Výstupní šum pro $f = (0,1 - 10) \text{ Hz}$	$39 \mu\text{V}_{pp}$
Výstupní šum pro $f = (0,01 - 10) \text{ kHz}$	$57 \mu\text{V}_{rms}$
Teplotní drift pro $t = (0 - 70)^\circ\text{C}$	$15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
Teplotní drift pro $t = (-40 - 125)^\circ\text{C}$	$20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

Pro teplotní rozsah $(-40 - 125)^\circ\text{C}$ je teplotní drift $20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ (nejhorší možný případ), tomu při daném výstupním napětí $U = 3 \text{ V}$ odpovídá teplotní drift $60 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Teplotní rozsah, při kterém bude splněna podmínka maximální změny napájecího napětí můstku, je větší než 80°C .

Pokud by bylo třeba provozovat váhu při vyšších rozdílech okolní teploty, je možné použít napěťovou referenci s nižším výstupním napětím. Dále je možné zařízení doplnit o teplotní čidlo, které bude měřit okolní teplotu. Nabízí se tak možnost výstupní offset můstku počítat podle jeho předem známé teplotní závislosti získané např. měřením v klimatické komoře. V tomto případě změna výstupního offsetu můstku nebude kritická a pracovní teplotní rozsah zařízení bude dán pracovními teplotními rozsahy jednotlivých komponent.

Obvod REF3130 s relativně vysokým výstupním napětím byl vybrán, protože kromě napájení měřicího můstku umožňuje napájení i dále uvedeného D/A převodníku.

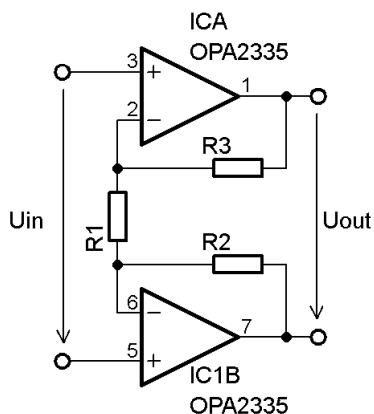
3 PŘÍSTROJOVÝ ZESILOVAČ

Pro zpracování signálu z měřicího můstku řádově v milivoltech je signál potřeba nejprve zesílit. Operační zesilovač nebo jiná použitá aktivní součástka musí rovněž vykazovat teplotní stabilitu jako napěťová reference. Důležité je tedy použít operační zesilovač s co nejmenším teplotním driftem. Další parazitní vlastností operačních zesilovačů je vstupní napěťová nesymetrie, která může ovlivňovat výstupní napětí zesilovače a tím i přesnost měření hmotnosti, tento jev se však dá vyřešit kalibrací. Kalibraci bude řešit software mikrokontroléru pro přepočet výstupního napětí zesilovače na skutečnou měřenou hmotnost. Jako aktivní součástka přístrojového zesilovače byl vybrán operační zesilovač firmy Texas Instruments OPA335 případně jeho dvojnásobná verze OPA2335. Důležité parametry tohoto operačního zesilovače jsou uvedeny v Tab. 3.1.

Tab. 3.1. Důležité parametry obvodu OPA335.

Napájecí napětí (nesymetrické)	(2,7 – 5,5) V
Pracovní teplotní rozsah	(-40 – 125) °C
Klidový proud	285 μ A
Výstupní proud	± 10 mA
Maximální výstupní napětí ($R_L = 10$ k Ω)	$U_{cc} - 100$ mV
Maximální výstupní napětí ($R_L = 100$ k Ω)	$U_{cc} - 50$ mV
Teplotní drift	0,05 μ V/°C
Vstupní napěťová nesymetrie	5 μ V

Základní požadavky přístrojového zesilovače jsou zesílení signálu z měřicího můstku o maximálním napětí 6,15 mV (při maximální měřené hmotnosti 150 kg) na úroveň napěťové reference D/A převodníku 3 V a velká vstupní impedance. Zapojení přístrojového diferenčního zesilovače je zobrazeno na Obr. 3.1. Zesilovač má diferenční vstup, což byl předpoklad při použití s měřicím můstkem a taky diferenční výstupy, což je dáno diferenčními vstupy dále popsaného A/D převodníku. Tímto bylo možné ze zapojení vypustit třetí operační zesilovač běžně vyskytující se v přístrojových diferenčních zesilovačích.



Obr. 3.1: Přístrojový diferenční zesilovač.

Pro zesílení diferenčního zesilovače z Obr. 3.1. platí vztah

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = 1 + \frac{R_3 + R_2}{R_1}. \quad (3.1)$$

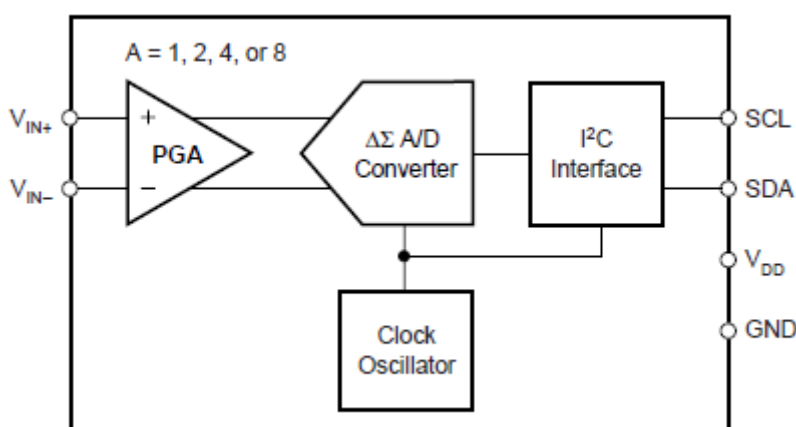
Potřebné zesílení zesilovače na základě výstupního napětí můstku a napětí reference A/D převodníku je $A = 488$, dle vztahu (3.1) tomu odpovídají hodnoty zvolených rezistorů $R_2 = R_3 = 22 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 91 \Omega$. Mělo by jít o přesné rezistory s tolerancí minimálně 1 %, rezistory byly vybrány z řady E24, hodnota zesílení za použití těchto rezistorů je nepatrně menší $A = 485$. Menší hodnota zesílení není problém, umožní to měření nepatrně větší maximální hmotnosti (řádově desetiny kilogramů) nebo pro měření hmotnosti do 150kg nebude využit plný rozsah A/D převodníku.

Závislost změny odporu běžných metalizovaných rezistorů na teplotě je přibližně $50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Volbou rezistorů tak, že $R_2 = R_3$ se tyto teplotní závislosti navzájem vyruší. Zesílení zesilovače tedy bude konstantní a nezávislé na teplotě, hodnota zesílení může být jiná než vypočtená podle vztahu (3.1), což je dáno tolerancí odporu samotných rezistorů. Tuto odchylku je však možné kalibrovat, jak bylo zmíněno na začátku kapitoly.

4 A/D PŘEVODNÍK

A/D převodník slouží pro převedení analogového napětí z výstupu zesilovače na číselnou hodnotu. S touto číselnou hodnotou je možné dále pracovat za použití mikrokontroléru. Číselná hodnota je přepočtena na skutečnou měřenou hmotnost např. pomocí rovnice lineární regrese z Obr. 1.11. a dalších kalibračních rovnic vyjadřujících parazitní vlastnosti předchozích obvodů (offset měřícího můstku, vstupní napěťová nesymetrie OZ, odchylka zesílení přístrojového zesilovače, napětí napěťové reference).

Nejprve bylo odvozeno potřebné rozlišení A/D převodníku. Pro měření hmotnosti do 150 kg s rozlišením 0,1 kg vychází minimální počet výstupních stavů 1500. Při použití převodníku s rozlišením 11 bitů je počet výstupních stavů $2^{11} = 2048$. Dále je potřeba uvažovat s výstupním napěťovým offsetem měřícího můstku, který může zmenšit efektivní měřící rozsah až na polovinu, pokud nebude vykompenzován, tedy další bit převodníku navíc. Nakonec pro zajištění přesnosti i posledního zobrazovaného číselného údaje, je vhodné rozlišení převodníku o 1 bit větší, čímž se vyloučí chyba samotného A/D převodníku. Výsledné minimální rozlišení převodníku je tedy 13 bitů.



Obr. 4.1. Blokové schéma A/D převodníku ADS1100, převzato z [6].

Jako A/D převodník byl zvolen obvod firmy Texas Instruments ADS1100, jehož blokové schéma je na Obr. 4.1. Jde o $\Delta\Sigma$ A/D převodník s rozlišením 16 bitů. Výrobce je tento převodník označován jako precizní a samo-kalibrační. Jako referenci pro A/D převod tento obvod využívá vlastní napájecí napětí, dále obsahuje vstupní diferenční zesilovač s programovatelným zesílením a I²C rozhraní pro komunikaci například s mikrokontrolérem. Důležité parametry zvoleného A/D převodníku jsou zobrazeny v Tab. 4.1.

Tab. 4.1. Důležité parametry převodníku ADS1100.

Napájecí napětí	(2,7 – 5,5) V
Napájecí proud (Active Mode)	(90 – 150) μ A
Napájecí proud (Power Down)	(0,05 – 2) μ A
Teplotní drift analogové části	(0,6 – 8) μ V/°C
Možná zesílení programovatelného diferenčního zesilovače	1, 2, 4 nebo 8
Chyba tohoto zesílení	(0,01 – 0,1) %
Teplotní drift tohoto zesílení	2 ppm/°C
Nelinearita převodníku	$\pm(0,003 – 0,0125)$ %

5 NÍZKONÁKLADOVÁ VARIANTA ZAPOJENÍ

V předchozích kapitolách byl diskutován návrh zapojení s precizními integrovanými obvody firmy Texas Instruments, které byly pořízeny a zaslány zdarma jako zkušební vzorky. Za normálních okolností jsou ale tyto obvody těžko dostupné a jejich cena může převyšovat cenu originální váhy Momert. Proto v rámci návrhu zařízení byl řešen i návrh nízkonákladové varianty zapojení z diskretních součástek běžně dostupných na českém trhu s minimální pořizovací cenou.

Pro snížení pořizovací ceny jednotlivých komponent zařízení se nabízí možnost sestrojení A/D převodníku z diskretních součástek a dále použití teplotního čidla pro kompenzaci teplotních driftů levných operačních zesilovačů a napěťových referencí, jak již bylo zmíněno v kapitole 2. Následující text se bude zabývat návrhem této „low cost“ varianty zapojení.

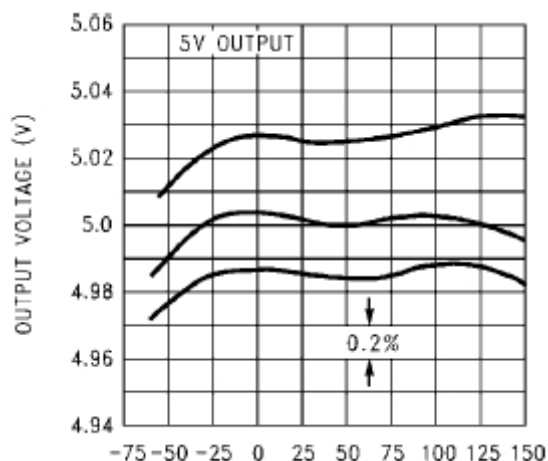
5.1 Nízkonákladová napěťová reference

Díky tomu, že je uvažováno s použitím teplotního čidla pro kompenzaci parazitních teplotních driftů ostatních komponent, nejsou na napěťovou referenci kladeny vysoké nároky z hlediska teplotní stability. Jediné kritérium je alespoň přibližně lineární teplotní drift v celém rozsahu pracovních teplot obvodu, což umožní kompenzaci zařízení pomocí lineární aproximace zadanou dvěma body pro dvě rozdílné teploty okolí. V opačném případě bude potřeba provádět kompenzaci podle naměřené tabulky hodnot.

Jako nízkonákladová napěťová reference byl zvolen obvod LP2950C s nominálním výstupním napětím $U = 3,3\text{V}$, jehož parametry jsou uvedeny v Tab. 5.1. Teplotní drift této napěťové reference je zobrazen na Obr. 5.1.

Tab. 5.1: Důležité parametry napěťové reference LP2950C.

Maximální vstupní napětí	30 V
Minimální úbytek napětí	(50 – 150) mV
Výstupní proud (omezení výstupního proudu)	(160 – 220) mA
Výstupní napětí pro $t = (-25 - 85) ^\circ\text{C}$	(3,251 – 3,350) V
Výstupní napětí pro $t = (-40 - 125) ^\circ\text{C}$	(3,234 – 3,366) V
Výstupní šum pro $f = (0,01 - 100) \text{ kHz}$	100 μV_{rms}
Teplotní drift	(50 – 150) ppm/ $^\circ\text{C}$
Změna výstupního napětí vlivem změny zátěže a napájecího napětí	0,05 %



Obr. 5.1: Teplotní drift napěťové reference LP2950C, převzato z [12].

5.2 Nízkonákladový přístrojový zesilovač

Na přístrojový zesilovač rovněž nejsou kladeny vysoké nároky z hlediska teplotní stability. Vyhoví prakticky libovolný běžně dostupný nízko šumový operační zesilovač. Jako operační zesilovač pro nízkonákladový diferenční zesilovač byl zvolen obvod TL062I, a to zejména kvůli ceně, nižšímu saturačnímu napětí oproti běžným operačním zesilovačům a teplotnímu pracovnímu rozsahu. Důležité parametry obvodu TL062I jsou uvedeny v Tab. 5.2.

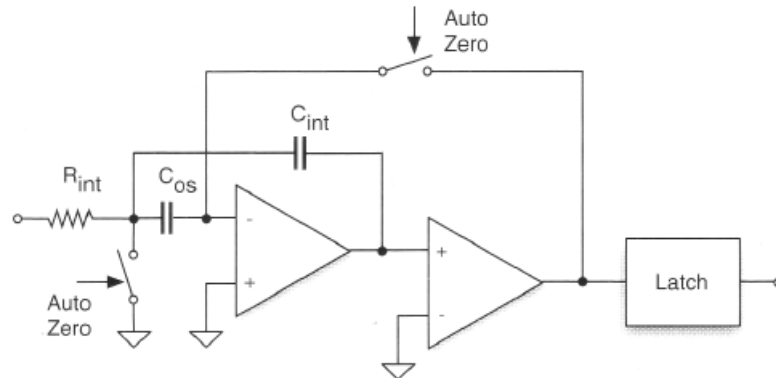
Tab. 5.2: Důležité parametry operačního zesilovače TL062I.

Napájecí napětí (nesymetrické)	(4 – 36) V
Pracovní teplotní rozsah	(-40 – 105) °C
Klidový proud (na 1 kanál)	200 μ A
Výstupní proud	vnitřně omezen
Výstupní saturační napětí	1,5 V
Teplotní drift	10 μ V/°C
Vstupní napěťová nesymetrie	(3 – 9) mV

Zapojení nízkonákladového přístrojového zesilovače je totožné se zapojením na Obr. 3.1. Vstupní napěťová nesymetrie použitého operačního zesilovače je relativně velká a u obvodů se zesílením několik set by výstupní chybové napětí mohlo překročit samotný rozkmit daný napájecím napětím. Operační zesilovače jsou však zapojeny jako diferenční zesilovač a vstupní napěťové nesymetrie jednotlivých kanálů se navzájem vyruší, pokud budou stejné. Jinak se uplatní pouze rozdíl vstupních napěťových nesymetrií jednotlivých kanálů, který by u operačních zesilovačů ve společném pouzdře měl být minimální.

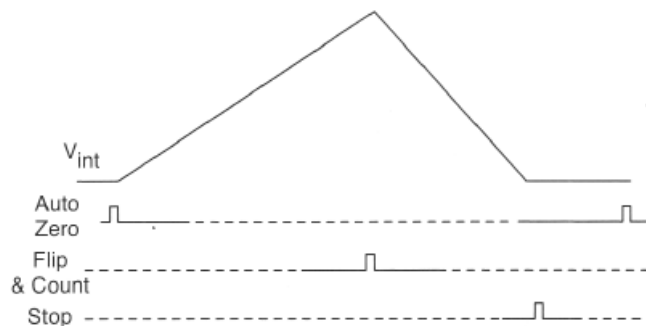
5.3 Diskrétní A/D převodník

Pro účely diskrétní konstrukce A/D převodníku byl zvolen převodník typu dvoutaktní integrační. Tento převodník se vyznačuje zejména svou jednoduchostí, což je důležitý předpoklad pro konstrukci z diskrétních součástek, a vysokým rozlišením. Díky tomu je často využíván např. v digitálních voltmetrech. [19] Nevýhodou je potom nízká rychlost převodníku a závislost rychlosti převodu na měřeném napětí. Principiální zapojení takového A/D převodníku je zobrazeno na Obr. 5.2.



Obr. 5.2: Principiální zapojení dvoutaktního integračního A/D převodníku, převzato z [17].

Jedná se o integrační zesilovač tvořený prvním operačním zesilovačem, rezistorem R_{int} a kondenzátorem C_{int} doplněný o komparátor tvořený druhým operačním zesilovačem. Výstupnímu napětí integrátoru odpovídá průběh V_{int} na Obr. 5.3. Vstupní napětí je přivedeno na R_{int} a integrováno integračním zesilovačem po dobu jedné periody převodníku. Poté je na vstup přivedeno referenční napětí o obrácené polaritě (průběh *Flip & Count* na Obr. 5.3) a toto napětí je rovněž integrováno tentokrát tak dlouho, dokud výstupní napětí integračního zesilovače nedosáhne nulového napětí (průběh *Stop* na Obr. 5.3). Uvedená obvodová struktura slouží pro převod měřeného napětí na časový interval (dobu integrace referenčního napětí), který je poté vyhodnocen např. mikrokontrolérem a převeden na skutečnou hodnotu měřeného napětí.



Obr. 5.3: Napěťové průběhy dvoutaktního integračního A/D převodníku, převzato z [17].

Napěťové průběhy integračního převodníku při výše popsané činnosti jsou

zobrazeny na Obr. 5.3 a platí zde vztah [19]

$$\frac{V_{IN}}{RC} T = \frac{V_{REF}}{RC} t, \quad (5.1)$$

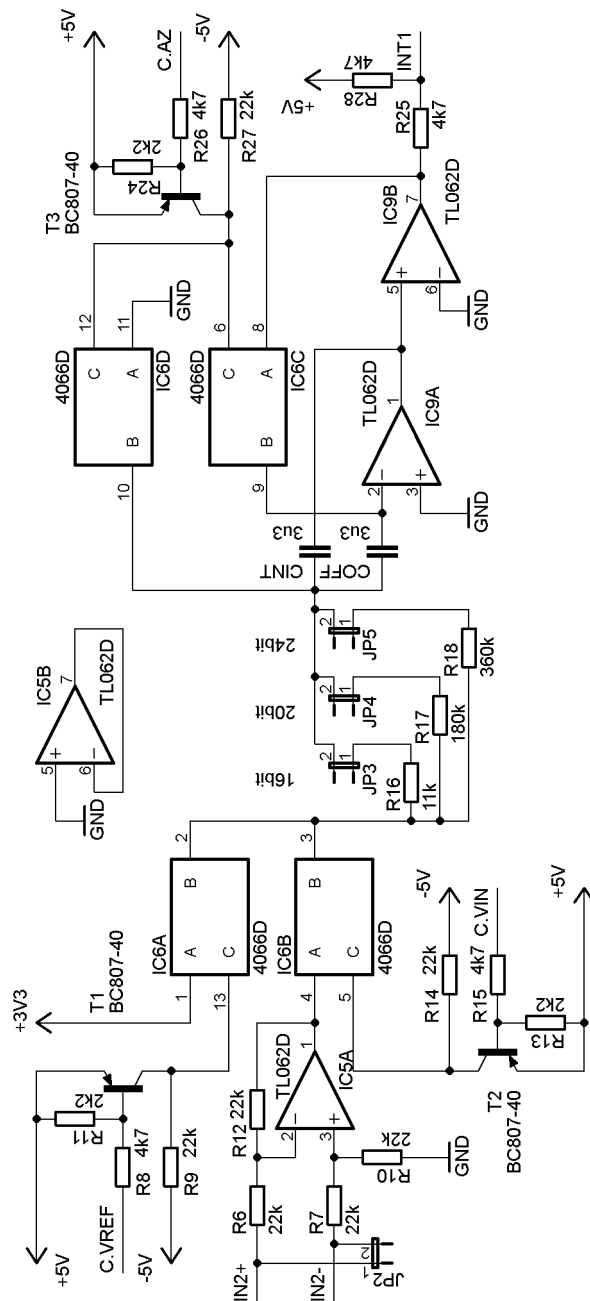
kde levá část rovnice představuje výstupní napětí integrátoru při integraci vstupního napětí a pravá část rovnice představuje výstupní napětí integrátoru při integraci referenčního napětí. Z tohoto vztahu je možné dále odvodit vztah pro hodnotu měřeného napětí

$$V_{IN} = \frac{t}{T} V_{REF}. \quad (5.2)$$

Ze vztahu je patrné, že přesnost převodníku závisí pouze na přesnosti napěťové reference a přesnosti měření / generace jednotlivých časových intervalů. Časová konstanta integrátoru dána rezistorem R_{int} a kondenzátorem C_{int} slouží pouze pro přibližné nastavení maximálního požadovaného výstupního napětí integrátoru při integraci měřeného napětí podle levé strany rovnice (5.1).

Vstupní napěťová nesymetrie operačních zesilovačů způsobí předpětí integrátoru a špatné vyhodnocení nulového napětí komparátorem a tedy i změnu časového intervalu t . Z tohoto důvodu je zapojení na Obr. 5.2 dále doplněno o obvod automatického nulování vstupní napěťové nesymetrie operačních zesilovačů tvořený spínači s označením *Auto Zero* a kondenzátorem C_{OS} . V režimu nulování (průběh *Auto Zero* na Obr. 5.3), který je spouštěn před každým převodem, jsou spínače sepnuty. Horní spínač vytvoří z operačních zesilovačů sledovač napětí, který sleduje nulové napětí připojené levým spínačem na vstup převodníku. Kondenzátor C_{OS} je poté nabit napětím, které odpovídá celkové napěťové nesymetrii takto vzniklého sledovače napětí. V průběhu převodu potom tento kondenzátor slouží jako zdroj eliminující vstupní napěťovou nesymetrii celého převodníku.

Na Obr. 5.4 je navržené zapojení diskrétního dvoutaktního integračního převodníku využívající výše popsany princip. Z důvodu potřeby referenčního napětí a měřeného napětí o opačných polaritách je napájení A/D převodníku symetrické $\pm 5V$. Ve funkci spínačů je použit 4-násobný analogový multiplexor 4066, který slouží pro spínání nulovacího režimu (IC6C a IC6D) a také pro přepínání měřeného napětí a napětí napěťové reference na vstupu převodníku (IC6B a IC6A). Jednotlivé kanály multiplexoru jsou pomocí tranzistorů T1, T2 a T3 řízeny mikrokontrolérem napájeným nesymetrickým napětím 5V. Měřené diferenční napětí přístrojového zesilovače je přiváděno na rozdílový zesilovač IC5A, který zároveň mění polaritu tohoto napětí. Jumpéry JP3, JP4 a JP5 je možné volit časové konstanty integrátoru, které odpovídají periodám čítání mikrokontroléru do hodnot 2^{16} , 2^{20} a 2^{24} . Tímto je tedy možné volit rozlišení převodníku 16, 20 nebo 24 bitů.

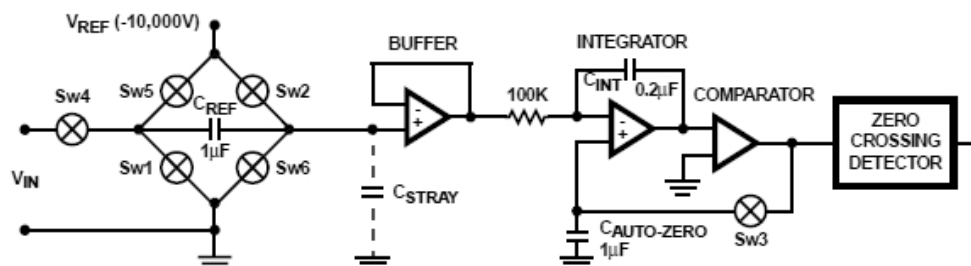


Obr. 5.4: Zapojení dvoutaktního integračního převodníku.

Výše uvedené zapojení se však nepodařilo oživit. Hlavním problémem byla nefunkčnost obvodu pro automatické nulování offsetu. Napětí na kondenzátoru C_{OFF} po ukončení nulovacího režimu neodpovídalo napětí v průběhu nulovacího režimu. Vina byla přičítána rozdílným rychlostem spínání multiplexorů IC6C a IC6D. Pokud by byl multiplexor IC6D rychlejší a odpojen dříve, způsobilo by to na krátký okamžik zapojení kondenzátoru C_{INT} a C_{OFF} do série, což by způsobilo změnu napětí na jednotlivých kondenzátorech.

Dále bylo prostudováno principiální zapojení dvoutaktního integračního A/D převodníku ICL7135 firmy Intersil. Princip zapojení je stejný, jen kondenzátor pro automatické nulování offsetu je připojen odlišně a to mezi neinvertující vstup

operačního zesilovače a zem. V této variantě zapojení by nemělo záležet na rychlosti spínačů nulovacího režimu a napětí na kondenzátoru $C_{AUTO-ZERO}$ by mělo být konstantní v režimu nulování i po něm. Zapojení z Obr. 5.5 bylo upraveno podle této varianty zapojení, nicméně to nevyřešilo problém nefunkčnosti obvodu pro automatické nulování offsetu, jak bylo předpokládáno.



Obr. 5.5: Principiální zapojení dvoutaktního integračního A/D převodníku Intersil ICL7135, převzato z [16].

V příloze A je uvedeno kompletní obvodové zapojení celého zařízení a tedy i zapojení výše diskutované nízkonákladové varianty zapojení. Toto zapojení se však ani po několika pokusech nepodařilo oživit a proto v následujících částech textu nebude dále rozebíráno.

6 VÝSLEDNÁ KONCEPCE ZAPOJENÍ

V příloze A.1 je zobrazena výsledná koncepce zapojení. Přerušovanou čarou jsou označeny části zapojení nízkonákladové varianty, které nebudou dále rozebírány, jak již bylo zmíněno v kapitole 5.

Napájecí napětí je přivedeno na stabilizátor typu 7805, to umožňuje použití napájecí napětí celého modulu v rozsahu (7 – 35) V. Výstupní napětí tohoto stabilizátoru je použito pro napájení mikrokontroléru typu Atmega8, přístrojového zesilovače, zobrazovacího displeje a napěťové reference. Vzhledem k tomu, že použité operační zesilovače nejsou typu rail-to-rail, musí být jejich napájecí napětí o něco vyšší než napájecí napětí měřícího můstku a D/A převodníku, tedy reference D/A převodníku. Jen tak je možno dosáhnout na výstupu přístrojového zesilovače plného referenčního napětí. Napájení napěťové reference už předem stabilizovaným napětím navíc prakticky eliminuje vliv zvlnění použitého napájecího zdroje na výstupní referenční napětí. Zvlnění napájecího zdroje tedy může dosahovat prakticky jednotek voltů bez vlivu na přesnost měření.

Pro komunikace s A/D převodníkem, zpracování naměřených signálů a zobrazení výsledných hodnot na displej je použit mikrokontrolér Atmega8, jedná se o 8mi bitový mikrokontrolér se sběrnici I²C pracující na frekvenci 16 MHz disponující pamětí FLASH o velikosti 8kB.

Pro zobrazování měřené hmotnosti byl zvolen běžně dostupný displej typu MCE1601. Jde o jednořádkový LCD maticový displej umožňující zobrazit šestnáct znaků. Ke komunikaci s mikrokontrolérem využívá čtyř datových pinů (D4 – D7) a tři řídicí digitální piny (E, R/W, RS). Posledním vstupním pinem displeje je pin CONTR. Jde o analogový vstup, kterým je nastavován kontrast displeje odporovým trimrem R_{20} .

Zapojení je dále doplněno o analogové teplotní čidlo LM335, umožňující teplotní kompenzaci zařízení, jak již bylo zmíněno v kapitole 2. Výstupní analogový signál tohoto teplotního čidla je přiveden na vstup integrovaného A/D převodníku mikrokontroléru na pin ADC0. Jako referenční napětí tohoto převodníku a současně jako napájecí napětí analogového teplotního čidla je použito výstupní napětí stabilizátoru 7805 dále filtrováno indukčností L_2 a kondenzátorem C_{16} .

Posledním doplněním jsou jumpéry JP_6 a JP_7 umožňující volbu jednoho ze čtyř měřících režimů, které budou popsány v následující kapitole, debugovací LED diody LED_1 a LED_2 a digitální teplotní senzor DS18B20, který je již od výroby kalibrován, pro přesnější měření teploty.

V příloze A.2 je zobrazeno zapojení přístrojových zesilovačů umístěných v bezprostřední blízkosti tenzometrického můstku.

7 FIRMWARE

Jak již bylo zmíněno v předchozí kapitole, zařízení umožňuje volbu celkem čtyř měřících režimů, které jsou voleny jumpery JP_6 a JP_7 . Tyto režimy jsou měření hmotnosti, měření hmotnosti s manuálním nulováním, kalibrační režim a testovací režim. První dva režimy slouží pro uživatelská měření hmotnosti. Další dva režimy slouží pro kalibraci a kompenzaci zařízení a pro testování správné funkce zařízení. V následujícím textu budou popsány jednotlivé režimy s ukázkami klíčových částí zdrojového kódu.

7.1 Měření hmotnosti

Prvním měřícím režimem je měření hmotnosti. V tomto režimu je na LCD display vypsána hodnota měřené hmotnosti. Není zde možnost manuálního nastavení nuly, nula, respektive offset zařízení při nulové měřené hmotnosti, je počítána podle kompenzační křivky závislé na teplotě. Tato metoda je rozebrána v další kapitole. Tento režim je určen pro kontinuální dlouhodobé měření hmotnosti, kdy není možné váhu odlehčit a kalibrovat nulu. Zdrojový kód hlavní smyčky programu obsluhující tento režim je uveden v následující ukázce.

```
MEASURE:
// uvodni obrazovka pri zmene rezimu
FIRST_SCREEN(state)
LED1_ON;
// cteni dat (napeti) z AD převodníku Texas Instruments
if( ADS1100_average_Q(&ADS_data,&ADS_gain) != 0 )
    ; // chyba !
LED1_OFF;
// cteni dat (napeti) z analog. teplotního čidla LM335
ADC_read_Q(&ADC_data);
// výpočet teplotně závislého offsetu mustku
off = offset_calculation_T(ADC_data);
// výpočet teplotně závislé směrnice mustku
tan = tangent_calculation(ADC_data);
LED2_ON;
// výpočet hmotnosti, parametry: off, tan, ADS_gain
switch(ADS_gain){
    case 8: MEASURE_SCREEN_ERROR(" NOT CONNECTED! "); break;
    case 4: weight=(int16_t)((float)(ADS_data-off)/tan); break;
    case 2: weight=(int16_t)((float)(ADS_data-(off>>1))\
        (0.50*tan)); break;
    case 1: weight=(int16_t)((float)(ADS_data-(off>>2))\
        (0.25*tan)); break;
}
LED2_OFF;
MEASURE_SCREEN_UPDATE(weight); // vypis na obrazovku
goto MODE_CHECK;
```

Funkce *ADS_average_Q* zajišťuje čtení dat z A/D převodníku ADS1100 za pomoci exponenciální kumulace [20] čtených dat pro eliminaci přeskokování hodnot zobrazovaných na displeji a je zobrazena v následující ukázce.

```

#define ADS_SHIFT 3
#define apply_Q(x) ((x) >> 3)
uint8_t ADS1100_average_Q( int16_t *out, uint8_t *gain ){
    uint8_t single_gain;
    int16_t single_conversion;
    static volatile int32_t avg = 0;
    for (uint8_t i = 0; i < (1 << ADS_SHIFT); i++){
        single_gain = 8;
        do{
            *gain = single_gain;
            ADS1100_read(&single_conversion, single_gain);
            single_gain = (single_gain >> 1);
        }
        // JE_MIMO_ROZSAH && GAIN_NENI_MINIMALNI
        while ( ( (single_conversion == ADS_MAX) || \
            (single_conversion == ADS_MIN) ) && (*gain != 1) );
        avg -= apply_Q(avg);
        avg += single_conversion;
    }
    *out = apply_Q(avg);
    return 0;
}

```

Cyklus *for* zajišťuje kumulaci posledních 2^{ADS_SHIFT} měřených vzorků před každým přepočtem a zobrazením měřené hmotnosti na displej. Cyklus *do – while* zajišťuje automatické nastavení vnitřního zesílení A/D převodníku ADS1100 při každém jeho čtení. Nakonec definice *apply_Q* zajišťuje kontinuální exponenciální kumulaci měřených vzorků.

Procedura *ADC_read_Q* v hlavní smyčce programu zajišťuje čtení dat z integrovaného A/D převodníku mikrokontroléru Atmega8 rovněž s aplikací kontinuální exponenciální kumulace na měřené vzorky a je zobrazena v následující ukázce.

```

#define apply_Q(x) ((x) >> 6)
void ADC_read_Q(int16_t *out){
    static volatile int32_t avg = 0;
    ADCSRA &= ~(1 << ADFR);
    ADCSR |= (1 << ADEN);
    for(uint8_t i = 0; i < (1 << ADC_SHIFT); i++){
        ADCSRA |= (1 << ADSC);
        while( (ADCSRA & (1 << ADSC)) != 0)
            ; //cekani na dokončení převodu
        avg -= apply_Q(avg);
        avg += ADC;
    }
    ADCSR &= ~(1 << ADEN);
    *out = apply_Q(avg);
}

```

Další funkce v hlavní smyčce programu *offset_calculation_T* a *tangent_cvalculation* slouží pro výpočet teplotně závislého offsetu zařízení a teplotně závislé směrnice můstku. Tyto funkce budou dále rozebrány v kapitole 8.

7.2 Měření hmotnosti s manuálním nulováním

Tento režim umožňuje manuální nulování zařízení připojením jumperu *JP7*. Tímto je možné nastavit přesnou nulu zařízení pro aktuální offset zařízení nebo pro libovolné na váze již umístěné závaží. Režim je určen pro jednorázová měření, kdy je možné před každým měřením provést manuální kalibraci nuly. Zdrojový kód hlavní smyčky programu obsluhující tento režim je uveden v následující ukázce.

```
MEASURE_ZEROING:
    FIRST_SCREEN(state) // uvodni obrazovka pri zmene rezimu
    if(zero_detected == 0){
        lcd_gotoxy(0,0);
        // obrazovka pri hledani nuly
        lcd_puts(" ZEROING ...");
    }
    LED1_ON;
    if( ADS1100_average_Q(&ADS_data,&ADS_gain) == 0 )
        ; // chyba !
    LED1_OFF;
    LED2_ON;
    // cekani na dosazani dvou stejných hodnot po sobe
    while( zero_detected == 0){
        last_ADS_data = ADS_data;
        if( ADS1100_average_Q(&ADS_data,&ADS_gain) == 0 )
            ; // chyba !
        if(ADS_data == last_ADS_data){
            zero_detected = 1;
            error_ADS_data = ADS_data - offset_calculation_T(ADC_data);
        }
    }
    off = offset_calculation_T(ADC_data);
    tan = tangent_calculation(ADC_data);
    LED2_ON;
    switch(ADS_gain){
        case 8: MEASURE_SCREEN_ERROR(" NOT CONNECTED! "); break;
        case 4: weight=(int16_t)((float)\
            (ADS_data-off-error_ADS_data)/tan); break;
        case 2: weight=(int16_t)((float)(ADS_data-(off>>1)\
            -error_ADS_data)/(0.50*tan)); break;
        case 1: weight=(int16_t)((float)(ADS_data-(off>>2)\
            -error_ADS_data)/(0.25*tan)); break;
    }
    LED2_OFF;
    MEASURE_SCREEN_UPDATE(weight); // vypis na obrazovku
    goto MODE_CHECK;
```

7.3 Kalibrační režim

Kalibrační režim slouží pouze pro zobrazení kalibračních údajů na displej. Těmito údaji jsou výstupní data (napětí) z převodníku ADS1100, výstupní data (napětí) interního A/D převodníku mikrokontroléru Atmega a výstupní data (teplota) digitálního teplotního čidla DS18B20.

7.4 Testovací režim

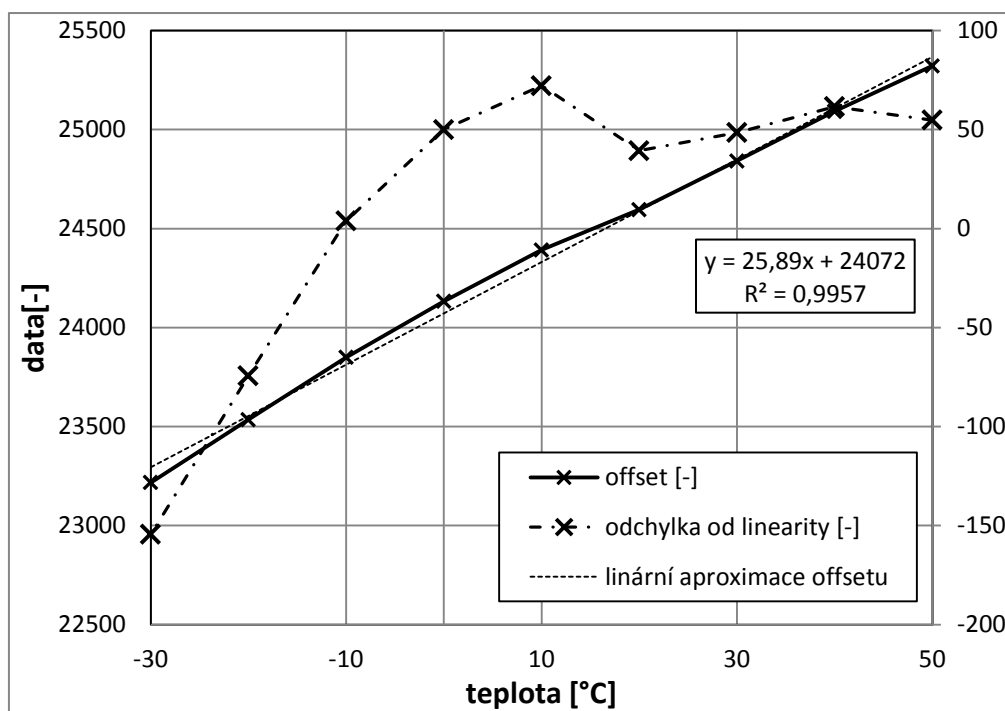
Testovací režim je podobný jako první popisovaný režim pro měření hmotnosti. Oproti režimu pro měření hmotnosti navíc na displej zobrazuje výstupní data interního A/D převodníku mikrokontroléru Atmega a výstupní data digitálního teplotního čidla DS18B20.

8 KOMPENZACE A KALIBRACE ZAŘÍZENÍ

Veškeré komponenty zařízení kromě LCD displeje byly vybrány tak, aby zařízení mohlo pracovat v maximálním možném teplotním rozsahu, který je $(-40 - 80)^{\circ}\text{C}$. Tento teplotní rozsah je větší než teplotní rozsah vypočtený v kapitole 2, proto bylo nezbytné změřit teplotní závislost offsetu zařízení pro správné nastavení / kompenzaci nuly a teplotní závislost směrnice tenzometrického můstku pro správné měření hmotnosti. Následující text se bude zabývat výše zmíněnou problematikou a jejími výsledky.

8.1 Teplotní závislost offsetu zařízení

Na Obr. 8.1 je zobrazena teplotní závislost offsetu zařízení pro průměrované měření. Toto měření bylo provedeno ještě před tím, než byla funkce *ADS1100_average* uvedená v předchozí kapitole doplněna o kontinuální exponenciální kumulaci.



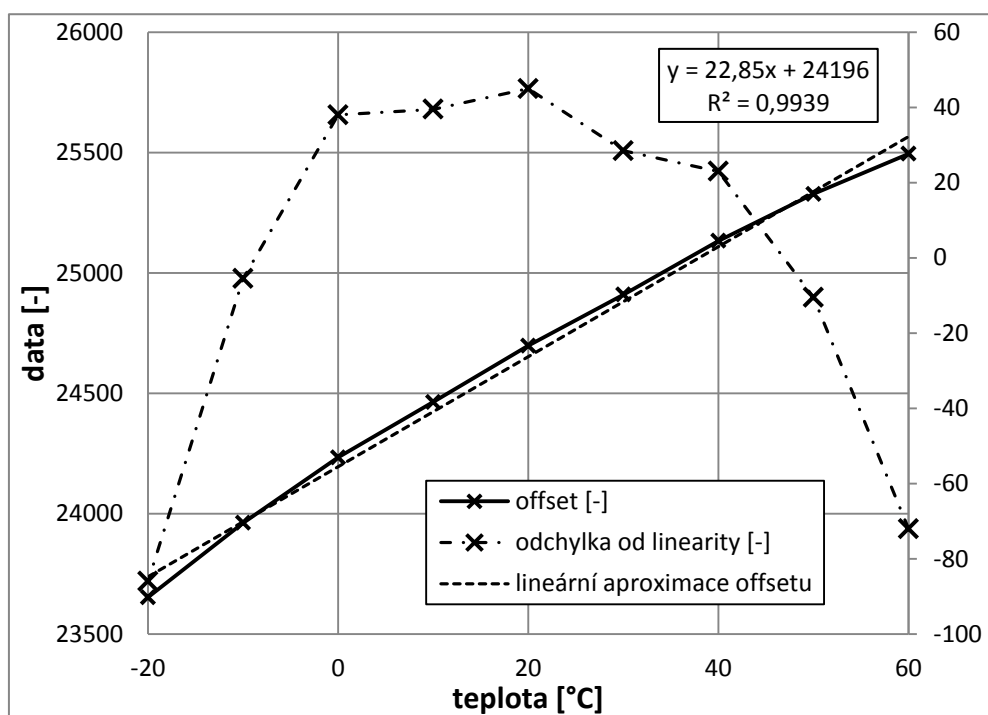
Obr. 8.1: Teplotní závislost offsetu zařízení pro průměrované měření.

Hodnoty na ose y představují číslcový výstup A/D převodníku ADS1100, který měl v průběhu měření offsetu (nulové měřené hmotnosti) nastaveno vnitřní zesílení $A = 4$. Hodnoty byly odečteny z displeje za použití kalibračního režimu.

Nejprve bylo pro účely kompenzace teplotní závislosti offsetu uvažováno s lineární aproximací offsetu v celém teplotním rozsahu. Pro tuto aproximaci byly zvoleny dvě hodnoty výstupního offsetu a odpovídající hodnoty číslcového výstupu integrovaného A/D převodníku mikrokontroléru Atmega pro měření teploty analogovým teplotním čidlem LM335. Tyto hodnoty byly rovněž odečteny z displeje za použití kalibračního

režimu a jsou uvedeny v příloze C. Po předběžném otestování tohoto typu aproximace se však ukázalo, že lineární aproximace offsetu v celém teplotním rozsahu není dostačující. Maximální změně offsetu z obrázku 8.1 odpovídá změna měřené hmotnosti přibližně o 2 kg. Po kompenzaci byl rozdíl chyby nuly v závislosti na teplotě pro teplotní rozsah jen asi 30°C stále větší než 0,2 kg.

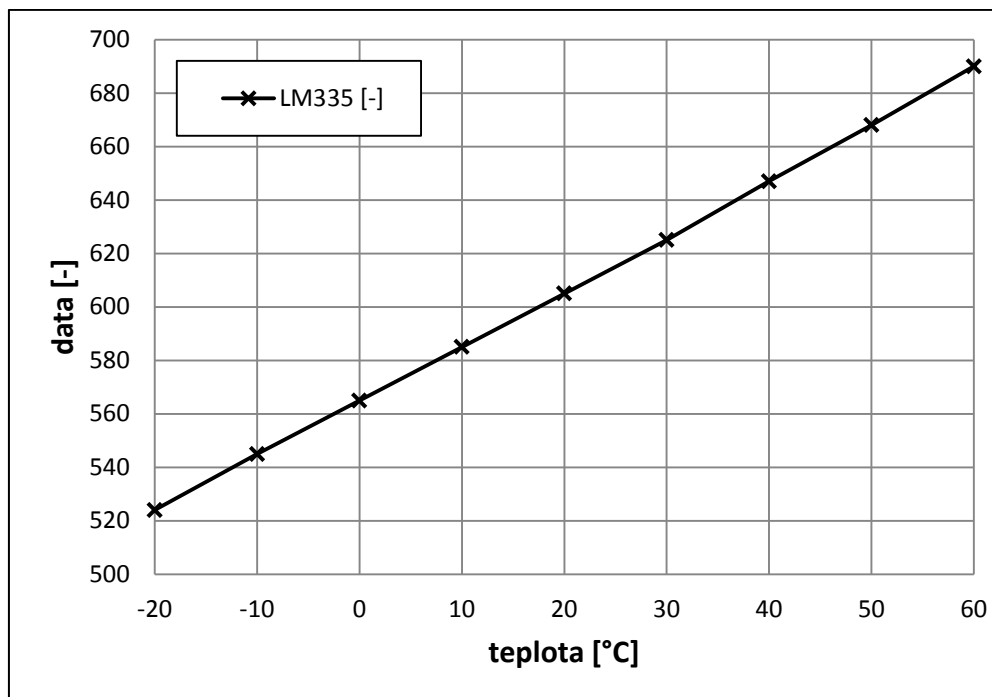
Obslužné procedury a funkce pro čtení dat z A/D převodníků byly doplněny o funkci kontinuální exponenciální kumulace pro zpřesnění odečítaných hodnot z displeje a následně bylo provedeno další měření teplotní závislosti offsetu zařízení. Teplotní závislost offsetu zařízení pro měření s exponenciální kumulací je uvedena na Obr. 8.2.



Obr. 8.2: Teplotní závislost offsetu zařízení pro měření s exponenciální kumulací.

Odpovídající hodnoty analogového teplotního čidla jsou uvedeny na Obr. 8.3. Tímto byla graficky ověřena linearita teplotního čidla LM335 společně s integrovaným A/D převodníkem mikrokontroléru Atmega8.

Naměřená data z Obr. 8.2 a 8.1 byla použita pro teplotní kompenzaci offsetu zařízení. Jedná se o kompenzaci za použití tabulky hodnot, tedy za použití závislosti offsetu zařízení v závislosti na výstupní hodnotě analogového teplotního čidla LM335. Pro aproximaci offsetu mezi jednotlivými body tabulky je dále použita lineární aproximace. Zdrojový kód zajišťující výše zmíněnou kompenzaci je uveden v následující ukázce, jedná se o funkci *offset_calculation_T*, která již byla zmíněna v předchozí kapitole. V tabulce hodnot je nejprve nalezen příslušný interval a poté je pomocí lineární aproximace na tomto intervalu o teplotním rozsahu 10°C vypočtena konkrétní hodnota offsetu.



Obr. 8.3: Teplotní závislost výstupní hodnoty analogového teplotního čidla LM335.

```

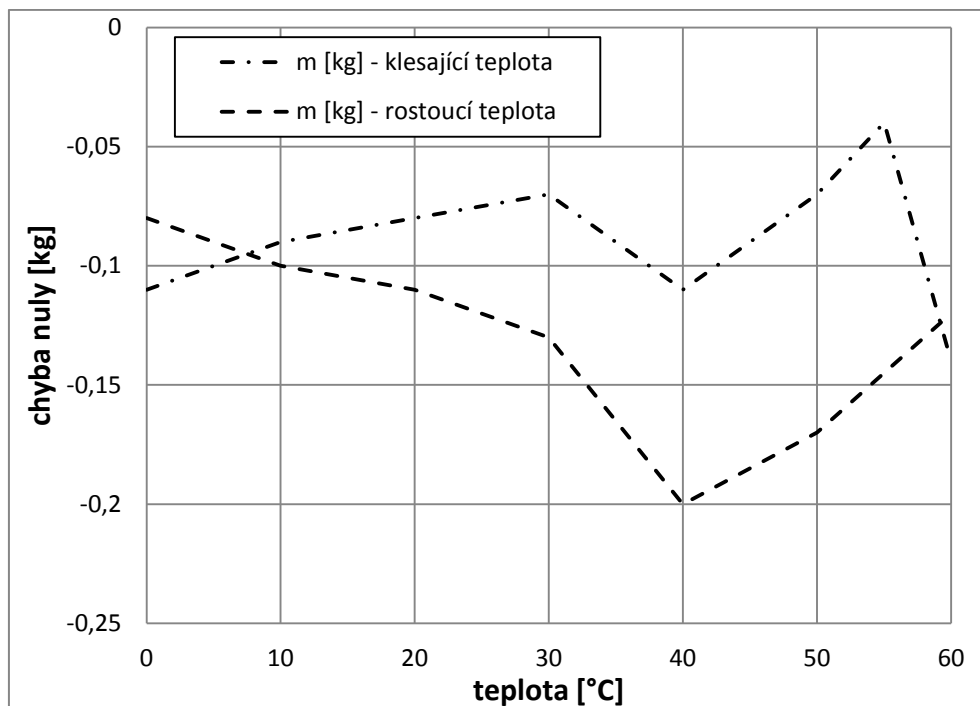
int16_t offset_calculation_T(int16_t temperature){
    static volatile uint16_t OFFSET_TABLE[9] = {0x6397, 0x62F0, \
        0x622D, 0x614E, 0x607A, 0x5F90, 0x5EAA, 0x5D9A, 0x5C65};
    static volatile uint16_t TEMP_TABLE[9] = {0x2B2, 0x29C, 0x287, \
        0x271, 0x25D, 0x249, 0x235, 0x221, 0x20C};
    uint8_t i = 8;

    //nalezeni intervalu (i az i+1) pro linearni aproximaci
    do{
        i -= 1;
    } while (temperature > TEMP_TABLE[i] && i != 0 );

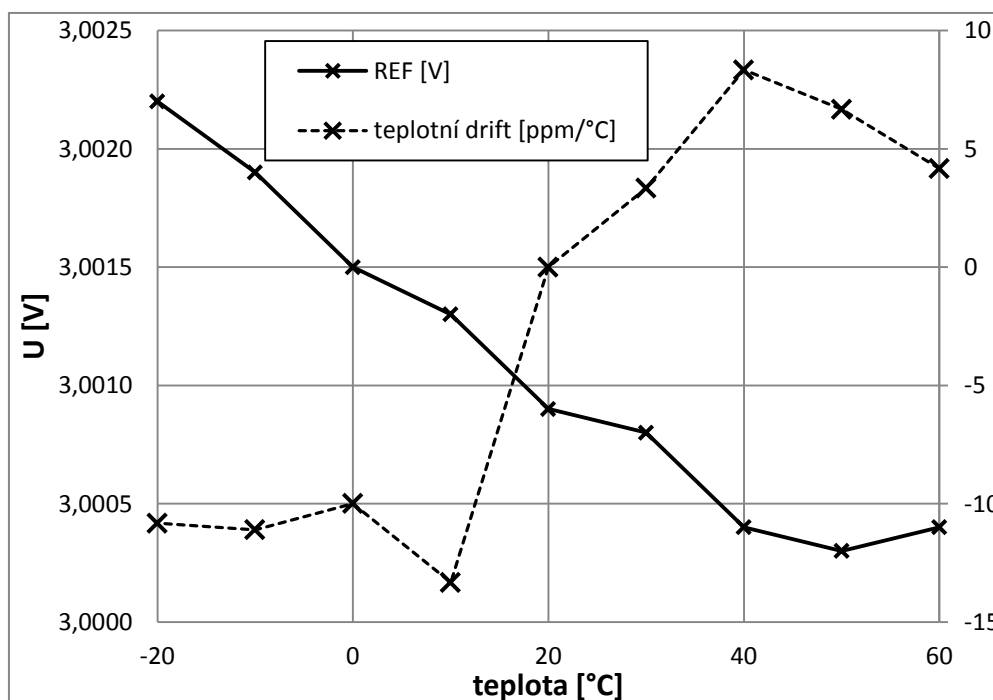
    //linearni aproximace offsetu
    return OFFSET_TABLE[i+1] + (int16_t) \
        ( (float) (temperature - TEMP_TABLE[i+1]) * \
        (float) (OFFSET_TABLE[i] - OFFSET_TABLE[i+1]) \
        / (float) (TEMP_TABLE[i] - TEMP_TABLE[i+1]) );
}

```

Výsledná závislost offsetu po kompenzaci, zobrazena jako chyba nuly v kilogramech, na teplotě je zobrazena na Obr. 8.4. Závislost offsetu zařízení na teplotě se ani kompenzací nepodařilo snížit alespoň na úroveň 0,1 kg, což je dle zadání základní požadované rozlišení váhy. Z tohoto důvodu byl firmware doplněn o režim měření hmotnosti s manuálním nulováním. Dále bylo provedeno kontrolní měření napětí napěťové reference REF3130 v závislosti na teplotě, které je zobrazeno na Obr. 8.5. Teplotní drift napěťové reference odpovídá hodnotám uvedeným v katalogovém listu, s kterými bylo počítáno v kapitole 2.



Obr. 8.4: Teplotní závislost offsetu zařízení po kompenzaci.



Obr. 8.5: Teplotní závislost referenčního napětí a teplotního driftu napěťové reference REF3130

8.2 Kalibrace zařízení

Výstupní napětí tenzometrického můstku je lineárně závislé na měřené hmotnosti. Pro kalibraci váhy pro přesné měření hmotnosti je potřeba určit směrnici této lineární závislosti. Směrnice této lineární závislosti je navíc závislá na teplotě, a proto je nutná kompenzace této teplotní závislosti.

Nejdříve byla provedena kalibrace měření hmotnosti pomocí referenčního závaží o hmotnosti $m = 4017$ g při pokojové teplotě $t = 22,5^\circ\text{C}$. Směrnice tenzometrického můstku byla určena vztahem

$$TANGENT = \frac{DATA_{m=4017g} - DATA_{m=0g}}{4017} \cdot 10 = 7,0923575, \quad (8.1)$$

kde výsledná směrnice *TANGENT* představuje počet stavů A/D převodníku na změnu měřené hmotnosti o 10 g. Jednotlivá *DATA* jsou hodnoty odečtené z displeje za použití kalibračního režimu představující číslcový výstup A/D převodníku ADS1100.

Dále bylo potřeba určit závislost této směrnice na teplotě, respektive její teplotní drift. Pro tyto účely bylo provedeno další vážení referenčního závaží při dvou různých teplotách a to $t_1 = 9,5^\circ\text{C}$ a $t_2 = 22,5^\circ\text{C}$, kde pro teplotu t_2 je již známá přesná směrnice tenzometrického můstku. Teplotní drift směrnice tenzometrického můstku je dán vztahem

$$T_DRIFT = \left(1 - \frac{m_{t=9,5^\circ\text{C}}}{m_{t=22,5^\circ\text{C}}}\right) \cdot \frac{TANGENT_{t=22,5^\circ\text{C}}}{DATA_{t=22,5^\circ\text{C}} - DATA_{t=9,5^\circ\text{C}}} = 0,0082134, \quad (8.2)$$

kde jednotlivá *DATA* jsou hodnoty odečtené z displeje za použití testovacího režimu představující číslcový výstup analogového teplotního čidla LM335. Výsledná teplotní závislost směrnice tenzometrického můstku *DRIFT* představuje změnu směrnice tenzometrického můstku na změnu číslcového výstupu interního A/D převodníku mikrokontroléru Atmega o jeden stav, čemuž odpovídá změna teploty přibližně o $0,5^\circ\text{C}$.

Kompenzaci teplotně závislé směrnice tenzometrického můstku řeší funkce *tangent_calculation*, která již byla zmíněna v kapitole 7 a je zobrazena v následující ukázce.

```
#define TA_0          0x260
#define TANGENT        7.0923575          //pro TA_0
#define TANGENT_DRIFT 0.0088213          //na 1 stav ADC_data
float tangent_calculation(int16_t temperature){
    return (float)(temperature - TA_0) * TANGENT_DRIFT + TANGENT;
}
```

9 ZÁVĚR

Byla prostudována problematika odporových tenzometrů a funkce a praktická zapojení tenzometrů v technické praxi i v levných digitálních váhách. Pro tyto účely byl k dispozici model levné digitální váhy Momert 5857. Na základě těchto získaných informací byl proveden návrh koncepce zapojení s rozbořem dílčích částí zapojení pro měření hmotnosti pomocí čtyř tenzometrů z analyzované váhy Momert. Koncepce byla navržena dle zadání pro měření hmotnosti maximálně 150 kg s minimálním teoretickým rozlišením měřené hmotnosti 0,1 kg. Dále byla navržena nízkonákladová varianta zapojení s využitím diskrétní konstrukce dvoutaktního integračního převodníku. Tuto variantu zapojení se však nepodařilo oživit.

Byl vyhotoven prototyp zařízení včetně veškerých konstrukčních podkladů uvedených v příloze C a dále byl vytvořen obslužný firmware. Velikost paměti FLASH mikrokontroléru Atmega8 o velikosti 8kB se ukázal jako nedostatečná. Pouze aritmetika pro práci s čísly s plovoucí desetinnou čárkou zabírá přibližně 20% této paměti. Z tohoto důvodu byl do zařízení nahráván firmware obsluhující vždy pouze jeden ze čtyř uvedených měřících režimů podle aktuální potřeby.

Experimentálním měřením v klimatické komoře byla ověřena funkčnost zařízení v závislosti na teplotě okolí. Měřením se ukázalo, že zapojení tenzometrického můstku váhy Momert není teplotně zcela kompenzováno, jak bylo uvedeno a předpokládáno v kapitole 1. Se změnou teploty se i při konstantním napájecím napětí mění výstupní offset a také směrnice můstku. Tyto jevy byly částečně kompenzovány obslužným firmwarem. Dále se ukázalo, že při měření hmotnosti závisí také na rozložení měřené hmotnosti mezi jednotlivé měřící tenzometry. To je způsobeno tím, že tenzometry a nožičky váhy nejsou a z výrobního hlediska ani nemůžou být zcela shodné. V Tab. 9.1 jsou shrnuty výsledné parametry navrženého zařízení.

Tab. 9.1: Výsledné parametry navrženého zařízení.

Stejnoseměrné napájecí napětí zařízení	(7 - 35) V
Napájecí proud zařízení	36 mA
Pracovní teplotní rozsah zařízení bez LCD displeje	(-40 – 80)°C
Pracovní teplotní rozsah zařízení s LCD displejem	(-20 – 60)°C
Rozlišení měřené hmotnosti	0,01 kg
Chyba nuly bez manuálního nulování pro $t = (-20 - 60)^\circ\text{C}$	-(0,04 – 0,2) kg
Chyba nuly s manuálním nulováním pro $t = (-20 - 60)^\circ\text{C}$	0,02 kg
Chyba měření ref. hmotnosti bez offsetu pro $t = (10 - 30)^\circ\text{C}$	0,02kg
Chyba měření ref. hmotnosti bez offsetu pro $t = (-20 - 60)^\circ\text{C}$	<0,1kg
Chyba měření ref. hmotnosti v závislosti na poloze měřeného objektu	$\pm 0,04$ kg

LITERATURA

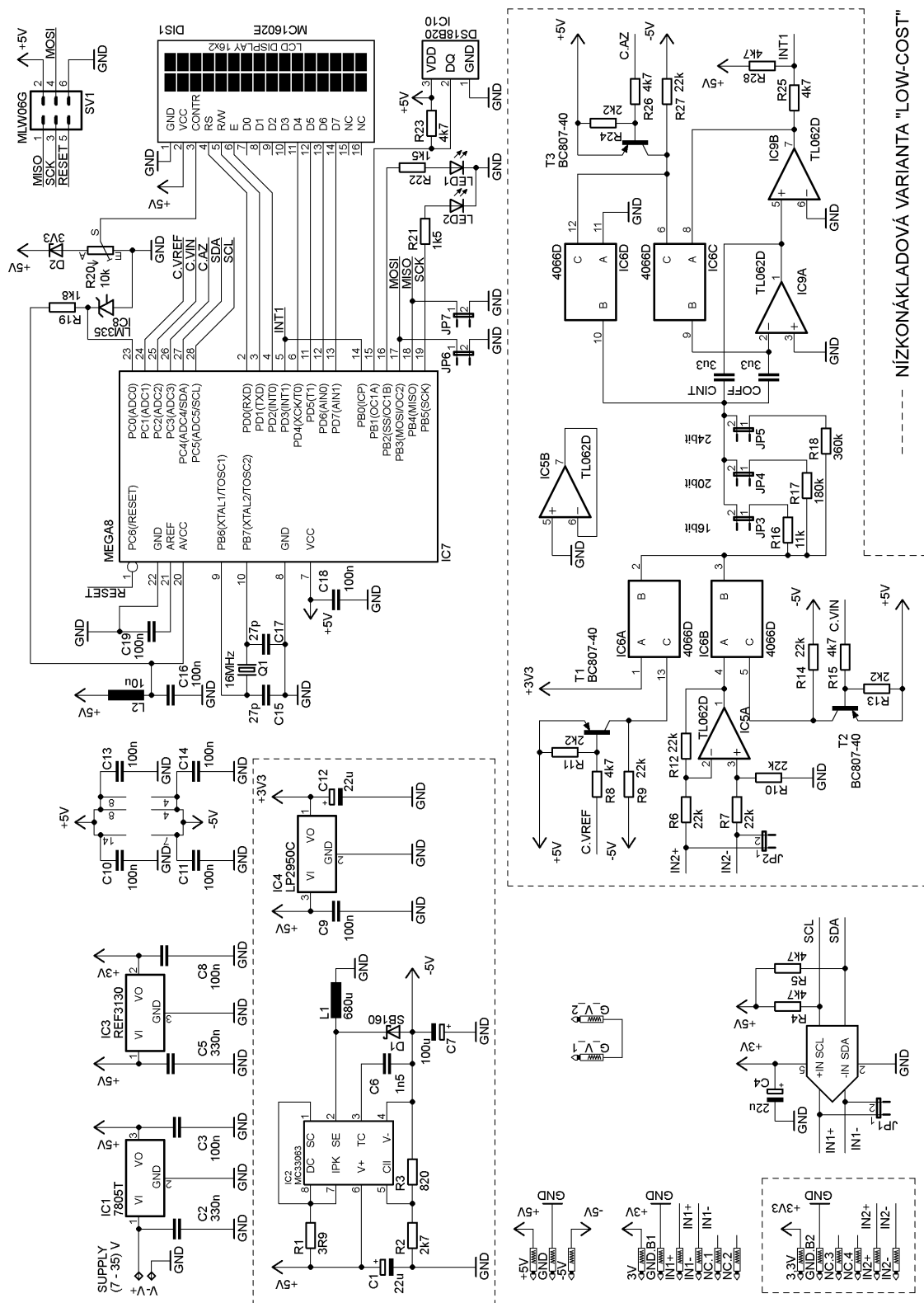
- [1] SCOTT, M. E. Hacking a Digital Bathroom Scale [cit. 11. 5. 2013]. Dostupné na [www: http://scanlime.org/2010/01/hacking-a-digital-bathroom-scale/](http://scanlime.org/2010/01/hacking-a-digital-bathroom-scale/)
- [2] MATOUŠEK, D. Práce s mikrokontroléry ATMEL AVR. Praha: BEN – technická literatura, 2006.
- [3] Atmel [online]. Datasheet Atmega8/L – 8-bit Atmel with 8KBytes In-System Programmable Flash. Atmel Corporation, 2013 – [cit. 12. 12. 2013]. Dostupné na <http://www.atmel.com>
- [4] Texas Instruments [online]. Datasheet REF3130 - 15ppm/°C Max, 100µA, SOT23-3 Series Voltage Reference (Rev. C). Texas Instruments, INC., 2006 – [cit. 12. 12. 2013]. Dostupné na [www: http://www.ti.com/product/ref3130](http://www.ti.com/product/ref3130)
- [5] Texas Instruments [online]. Datasheet OPA335 - 0.05uV/°C Max, Single-Supply CMOS Op Amps Zero-Drift (Rev. D). Texas Instruments, INC., 2003 – [cit. 12. 12. 2013]. Dostupné na [www: http://www.ti.com/product/opa335](http://www.ti.com/product/opa335)
- [6] Texas Instruments [online]. Datasheet ADS1100 - Self-Calibrating, 16-Bit Analog-to-Digital Converter (Rev. B). Texas Instruments, INC., 2003 – [cit. 12. 12. 2013]. Dostupné na [www: http://www.ti.com/product/ads1100](http://www.ti.com/product/ads1100)
- [7] Strain Gauge [online], poslední aktualizace 26. 11. 2013 [cit. 12. 12. 2013], Wikipedie. Dostupné na [www: http://en.wikipedia.org/wiki/strain_gauge](http://en.wikipedia.org/wiki/strain_gauge)
- [8] Ripka, P. a Ďaďo, S. Senzory a převodníky. Praha: Česká technika – nakladatelství ČVUT, 2005.
- [9] VISHAY PRECISION GROUP. Strain Gage selection: Criteria, Procedures, Recommendations. VISHAY – Tech Note TN-505-4, 2010.
- [10] HOFFMAN, K. An Introduction to Measurement using Strain Gages. Darmstadt: Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 1989.
- [11] ZEHNULA K. Snímače neelektrických veličin. Praha: SNTL – nakladatelství technické literatury, 1977.
- [12] Texas Instruments [online]. Datasheet LP2950C – Micropower Voltage Regulator (Rev. N). Texas Instruments, INC., 2013 – [cit. 21. 5. 2014]. Dostupné online na [www: http://www.ti.com](http://www.ti.com)
- [13] Texas Instruments [online]. Datasheet TL062 – Dual Low-Power JFET General-Purpose Operational Amplifier (Rev. K). Texas Instruments, INC., 2014 – [cit. 21. 5. 2014]. Dostupné online na [www: http://www.ti.com](http://www.ti.com)
- [14] Texas Instruments [online]. Datasheet CD4066B – CMOS Quad Bilateral Switch (Rev. D). Texas Instruments, INC., 2014 – [cit. 21. 5. 2014]. Dostupné online na [www: http://www.ti.com](http://www.ti.com)
- [15] Texas Instruments [online]. Datasheet MC33063 – 1.5-A Peak Boost/Buck/Inverting Switching Regulator (Rev. M). Texas Instruments, INC., 2011 – [cit. 21. 5. 2014]. Dostupné online na [www: http://www.ti.com](http://www.ti.com)
- [16] Intersil [online]. Datasheet ICL7135 – The Integrating A/D Converter. Intersil, Ltd., 1999 – [cit. 21. 5. 2013]. Dostupné online na [www: http://www.intersil.com](http://www.intersil.com)
- [17] MALOBERTI, Franco. Data converters. Dordrecht: Springer, 2007, 440 s. ISBN 978-0-387-32485-2.

- [18] PELGROM, Marcel J. Analog-to-digital conversion :. 2nd ed. New york: Springer, 2013, xx, 584 s. ISBN 978-1-4614-1370-7.
- [19] PELGROM, Marcel J. Data conversion handbook. 2nd ed. Editor Walt Kester. Amsterdam: Elsevier, 2005, 953 s. ISBN 07-506-7841-0.
- [20] POVALAČ, Aleš. Mikrokontroléry pro přístrojové aplikace. (přednáška) Brno: VUT Brno, 2014

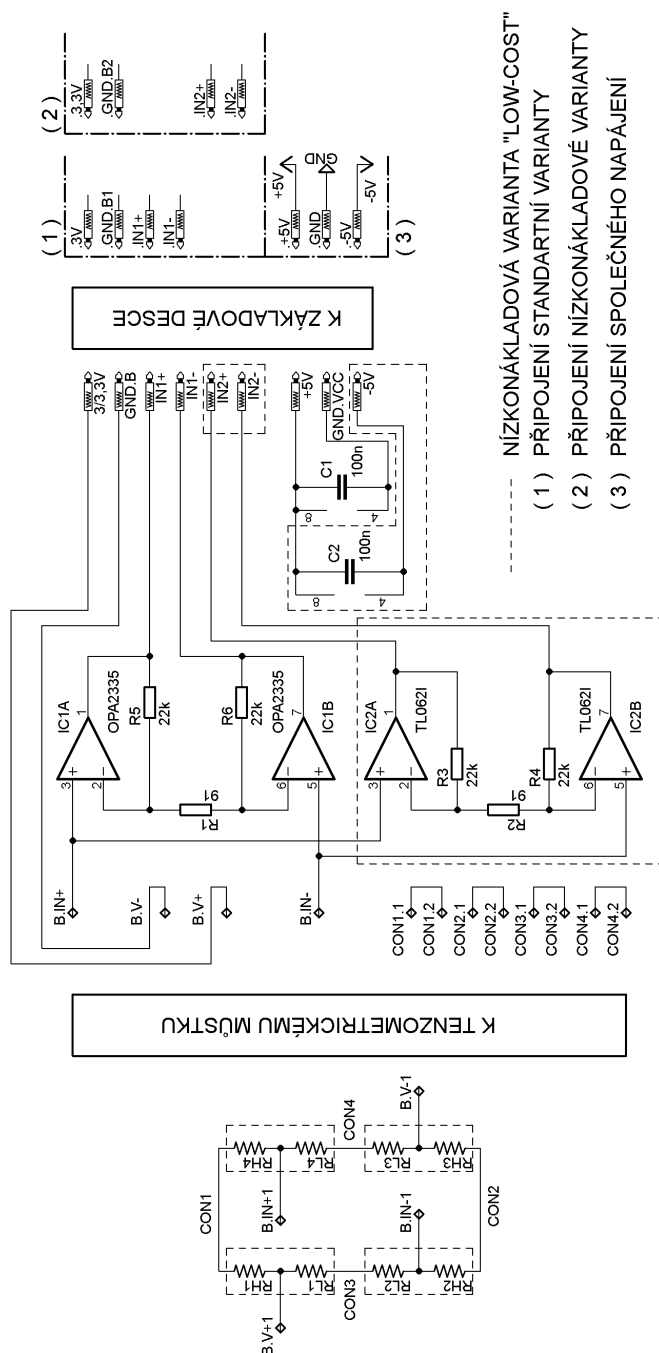
SEZNAM PŘÍLOH

A	Návrh zařízení	38
A.1	Zapojení základové desky	38
A.2	Zapojení desky snímačů s vysvětlením propojení	39
B	Konstrukční podklady	40
B.1	Základová deska	40
B.2	Deska snímačů	43
C	Protokol z měření	44

A.1 Zapojení základové desky

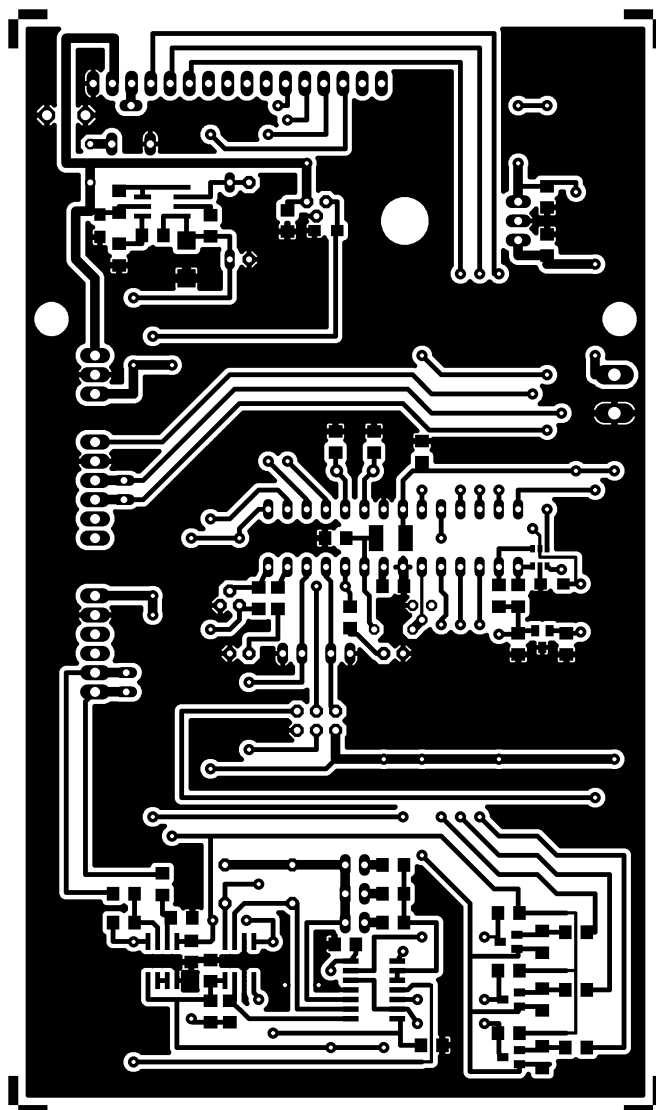


A.2 Zapojení desky snímačů s vysvětlením propojení

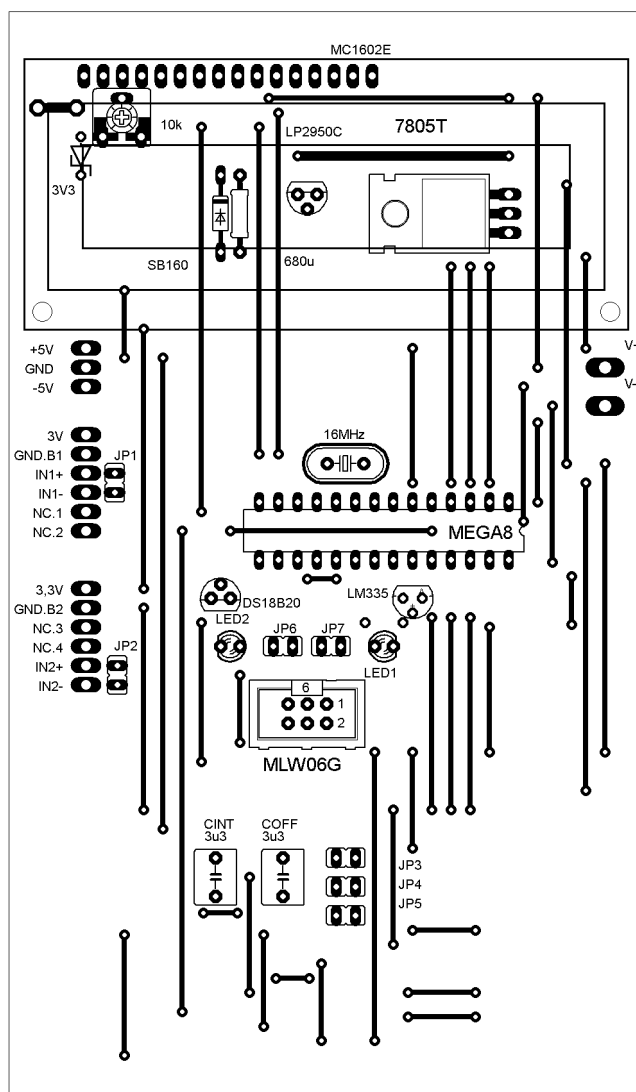


B KONSTRUKČNÍ PODKLADY

B.1 Základová deska

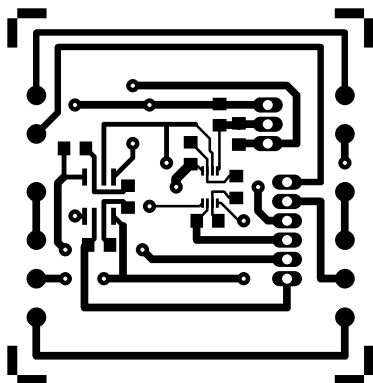


DPS – strana spojů, rozměr desky 84 x 145 [mm], měřítko M1:1

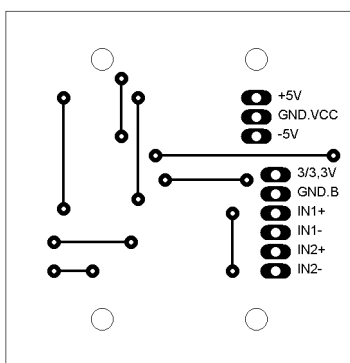


DPS – osazovací plán, strana součástek

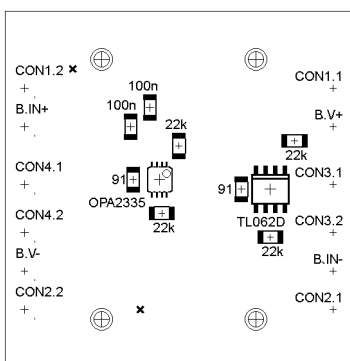
B.2 Deska snímačů



DPS – strana spojů, rozměry 46 x 47 [mm], měřítko M1:1



DPS – osazovací plán, strana součástek



DPS – osazovací plán, strana spojů

C PROTOKOL Z MĚŘENÍ

Závislost offsetu a výstupu teplotních čidel na teplotě pro průměrované měření

t [°C]	OFFSET [hex]	LM335 [hex]	DALLAS [hex]	OFFSET [dec]	LM335 [dec]	DALLAS [dec]
50	62EA	298	13DF	25322	664	5087
40	6204	283	1004	25092	643	4100
30	610A	272	CD1	24842	626	3281
20	6014	25C	8CA	24596	604	2250
10	5F48	247	4D5	24392	583	1237
0	5E45	232	FA	24133	562	250
-10	5D2A	21E	FD3D	23850	542	-707
-20	5BEF	209	F94F	23535	521	-1713
-30	5AB2	1F4	F580	23218	500	-2688

Závislost offsetu, napětí napěťové reference a výstupu teplotních čidel v závislosti na teplotě pro měření s exponenciální kumulací

t [°C]	OFFSET [hex]	LM335 [hex]	DALLAS [hex]	REF3130 [V]	OFFSET [dec]	LM335 [dec]	DALLAS [dec]
60	6397	2B2	184A	3,0004	25495	690	6218
50	62F0	29C	143D	3,0003	25328	668	5181
40	622D	287	104F	3,0004	25133	647	4175
30	614E	271	C67	3,0008	24910	625	3175
20	607A	25D	89E	3,0009	24698	605	2206
10	5F90	249	4CF	3,0013	24464	585	1231
0	5EAA	235	125	3,0015	24234	565	293
-10	5D9A	221	FD5D	3,0019	23962	545	-675
-20	5C65	20C	F90B	3,0022	23653	524	-1781

Teplotní závislost offsetu zařízení po kompenzaci – klesající teplota

t [°C]	DS [°C]	LM335 [HEX]	m [kg]
-20	-16	20E	-
-10	-6,6	221	-
0	2,2	234	-0,11
10	12,1	249	-0,09
20	23,1	260	-0,08
30	33,1	276	-0,07
40	43,8	28B	-0,11
50	53,3	2A3	-0,07
55	58,5	2AC	-0,04
60	62,7	2B3	-0,14

Teplotní závislost offsetu zařízení po kompenzaci – rostoucí teplota

t [°C]	DS [°C]	ADC [HEX]	m [kg] - rostoucí teplota
-20	-16,6	20D	-
-10	-6,3	221	-
0	3,5	236	-0,08
10	13,9	24C	-0,1
20	23	25F	-0,11
30	33,7	276	-0,13
40	43,3	28A	-0,2
50	53,3	29E	-0,17
60	63,3	2B3	-0,12

Kalibrační tabulka – teplotní drift směrnice tenzometrického můstku

t [°C]	OFFSET [kg]	m [kg]	LM335 [dec]
9,5	0,05	3,94	244
22,5	0,12	4,07	260

Závislost měřené hmotnosti na poloze měřeného objektu při teplotě $t = 22,5^{\circ}\text{C}$ a pro měřené referenční závaží o hmotnosti $m = 4017\text{g}$.

poloha (nožička váhy)	m [kg]
1	4,04
2	3,98
3	4,07
4	4,06